

# NOVA ELETRONICA

ANO VIII - Nº 92 Outubro/1984 — Cr\$ 2.500

bos de imagem  
ra câmeras  
vídeo

OM  
eira  
rnacional  
Comunicação

ÁTICA  
ivox  
amplificador  
ontagem

1 versão 83  
as e  
versor CA

uladores —  
te final do  
eto de  
tes



**GRÁTIS**  
O 1º fascículo  
do curso de  
videocassete



# NOVA ELETRÔNICA

## PRÁTICA

### Musívox — conclusão 12

Pré-amplificador e montagem completa do amplificador para vozes e instrumentos

### Fontes de alimentação — 2ª parte 26

Saiba como usar reguladores, *drivers* e dissipadores em suas fontes

### Ohmímetro e módulo CA para o DPM versão 83 18

O instrumento universal agora mede resistência, tensão e corrente alternadas

## EVENTOS

### 1ª Feira Internacional de Comunicação 21

Roteiro de expositores da FECOM

## BANCADA

### Os multiplicadores de tensão 30

### Teoria e instalação das antenas coletivas — 1ª parte 34

## ENGENHARIA

### Prancheta nacional 41

### Cristais osciladores — 3ª parte 43

Alguns circuitos típicos a cristal

## PRINCIPIANTE

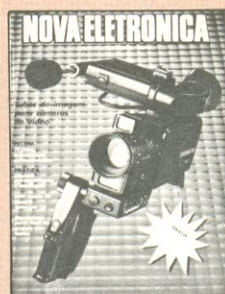
### Transformada de Laplace — conclusão 50

## PY/PX

### A legislação do radioamadorismo 59

Tudo que o radioamador deve saber para exercer suas atividades

## CAPA



Vídeo e comunicação são os temas da capa desta edição. Estamos iniciando o curso de videocassete, inaugurando também os cursos em fascículos; os tubos para câmeras de TV são abordados em outra série que começa neste número; e outubro é o mês da 1ª FECOM, que vai reunir os profissionais e técnicos de comunicação.

## ÁUDIO

### Amortecimento acústico em caixas de som 66

Como melhorar o desempenho de suas caixas, com pouco trabalho e alguma teoria

## VÍDEO

### TV-Consultoria 71

### Tubos para câmeras de vídeo — 1ª parte 75

Uma geral sobre as válvulas captadoras de imagem em TV

## BYTE

### Aplicativos 81

Amplificadores de alta frequência — teoria e programa, em duas partes

## CURSOS

### Videocassete — 1º fascículo

## SEÇÕES

### Cartas 4

### Notas nacionais 6

### Notas internacionais 8

### Astronáutica & Espaço 10

### Livraria NE 56

### Classificados 80



# Estudo do clima amazônico

A influência da Amazônia no comportamento climático da Terra é um tema que tem provocado interesse e debate entre os cientistas. Para melhor analisar este fenômeno, está em desenvolvimento um projeto com o objetivo de medir a interação entre o clima e a vegetação naquela área, estudando sua influência na circulação geral da atmosfera. Desse experimento participam dezoito pesquisadores, sob a coordenação do INPE e do Instituto de Pesquisas da Amazônia (INPA), com a colaboração do Instituto de Hidrologia (NERC), da Inglaterra.

**Implantação do projeto** — Os primeiros passos para a implantação do projeto foram dados em agosto de 1983, com a instalação de um conjunto completo de instrumentação na Reserva Florestal do INPA, distante 25 quilômetros de Manaus. Este conjunto foi cedido pelo NERC e deverá permanecer no Brasil, quando a experiência terminar. Já foram feitas duas campanhas para a coleta de dados, uma na estação seca, entre agosto e outubro de 1983, e outra na chuvosa, entre abril e maio deste ano.

A aparelhagem utilizada na coleta de dados abrange uma torre de 45 metros de altura, onde estão instalados equipamentos destinados a captar e registrar em um microcomputador informações relativas à radiação solar, variações de temperatura e umidade de medidas fitofisiológicas (que registram o comportamento diurno da planta como um ser vivo), entre outras.

**Causas da chuva** — A Amazônia, com os seus cinco milhões de km<sup>2</sup>, é uma das regiões do mundo que apresenta um dos maiores índices de precipitação anual: 2 400 mm por ano, o que equivale a 2 400 litros de água por m<sup>2</sup>. Esta quantidade de chuva tem estreita ligação com a energia que é liberada na atmosfera. Luiz Carlos Baldicero Molion, pesquisador do INPE e coordenador do projeto, explica que na fase de condensação de vapores de água, a energia é liberada sob a forma de calor, entre 1 e 10 quilômetros de altitude. Essa energia é então transportada pela atmosfera em direção aos pólos, na tentativa de diminuir o contraste térmico entre o equador e as regiões polares.

Um outro fenômeno que interfere no ciclo de formação de chuvas e da energia solar é a evapotranspiração, que compreende a evaporação da água da chuva interceptada pela folhagem, mais a transpiração a que os vegetais recorrem para manter a unidade e temperatura de suas folhas. Cerca de 90% da energia solar disponível está ligada à evapotranspiração e já está provado que regiões cobertas por florestas evapotranspiram mais do que outras que tenham cobertura vegetal diferente.

**Consequências** — Num processo de desmatamento, onde a floresta cederia lugar a campos cultivados, por exemplo, certamente haveria um desequilíbrio no clima local e talvez uma alteração no clima mundial, via circulação geral da atmosfera, já que grande

parte da energia gerada na Amazônia é liberada na troposfera e transportada para regiões de latitudes maiores.

A pergunta crucial é: se a diminuição da liberação de energia for significativa, até que ponto o clima se modificaria? Os estudos nesta área ainda não são conclusivos. Molion afirma que, se a quantidade de energia liberada for muito importante para a manutenção do clima, provavelmente aumentará o contraste entre temperaturas das regiões equatoriais e polares, o que poderia prenunciar o começo de uma era glacial. As áreas mundiais produtoras de grãos, que se encontram no Hemisfério Norte, seriam fortemente afetadas. Os invernos mais rigorosos e a maior frequência de geadas em épocas como o início do outono trariam, como uma das consequências, o encurtamento do ciclo produtivo dos alimentos. Contudo, as pesquisas sobre os efeitos de uma mudança climática ainda não são conclusivas.

O conhecimento das fontes tropicais de calor para a atmosfera e sua variabilidade interanual é também de grande importância para os estudos de previsão do tempo. Deverá ampliar-se o prazo atual de previsão, em torno de dois ou três dias, para um período provável de sete a quinze dias. Os resultados das pesquisas possibilitarão também aperfeiçoar o gerenciamento de recursos, em especial os ligados à geração de energia elétrica e desenvolvimento agrícola, além de contribuir para os estudos de meio ambiente.

Fonte: INPE

## Simulando trabalho espacial

A procura de métodos mais eficientes e ágéis para montagens orbitais de grandes estruturas tem sido foco de atenção do Setor de Planejamento de Estruturas da NASA. Há dez anos vêm sendo pesquisados novos métodos, e testes recentes revelaram que os planos desse centro de pesquisas poderão ser de grande valia em missões espaciais futuras. Os testes são realizados numa plataforma de montagem chamada *Swing-Arm Beam Erector* (SABER), destinada à construção de grandes estruturas no espaço. Um úni-

co astronauta trabalha nesta plataforma, que se desloca tanto em torno do eixo da estrutura em construção, por meio de um braço giratório, como ao longo do mesmo, utilizando uma base telescópica. A SABER tenta, assim, conjugar as vantagens mecânicas de uma máquina com a inteligência, a destreza e a versatilidade humanas.

**Experimentos** — No início, porém, as experiências se dirigiram para montagens totalmente manuais, em simuladores com ponto neutro de flutuação.

Os próprios astronautas realizavam todo o trabalho de transporte do material de uma parte da estrutura para outra, conforme a necessidade. Logo, percebeu-se a ineficiência do método aplicado: as manobras eram exaustivas para os astronautas, obrigados a trabalhar em trajes espaciais incômodos, e implicavam sempre em longos períodos de construção.

Pensou-se, então, num novo conceito de montagem, auxiliada por máquinas, que exigiria o esforço conjunto de duas pessoas para a armação de lon-



gas treliças. Esses testes utilizavam plataformas móveis, semelhantes à *SABER*, que transportavam as pessoas juntamente com o material de construção ao longo da treliça, à medida que era montada. A armação era construída em seções chamadas "baías"; ao completar uma "baía", a plataforma era retirada da área de serviço, para permitir a montagem da próxima.

Esses experimentos culminaram na *SABER*, que aproveitava, também, a subdivisão do trabalho em "baías". Transportadas através de trilhos assim que adquirem sua forma final, as "baías" são construídas em sequência até a montagem completa da treliça.

A operação dessa plataforma, o desenvolvimento do trabalho de construção e o tempo consumido na execução dessa tarefa foram verificados e comparados na presença e na ausência de gravidade. Para isso, foi necessária a utilização de um simulador de gravidade zero: um tanque com 12 m de largura e 21 de profundidade, contendo água, que constitui o ambiente propi-

cio para se obter um ponto neutro de flutuação, isto é, um lugar onde um objeto permanece imerso, sem afundar ou flutuar.

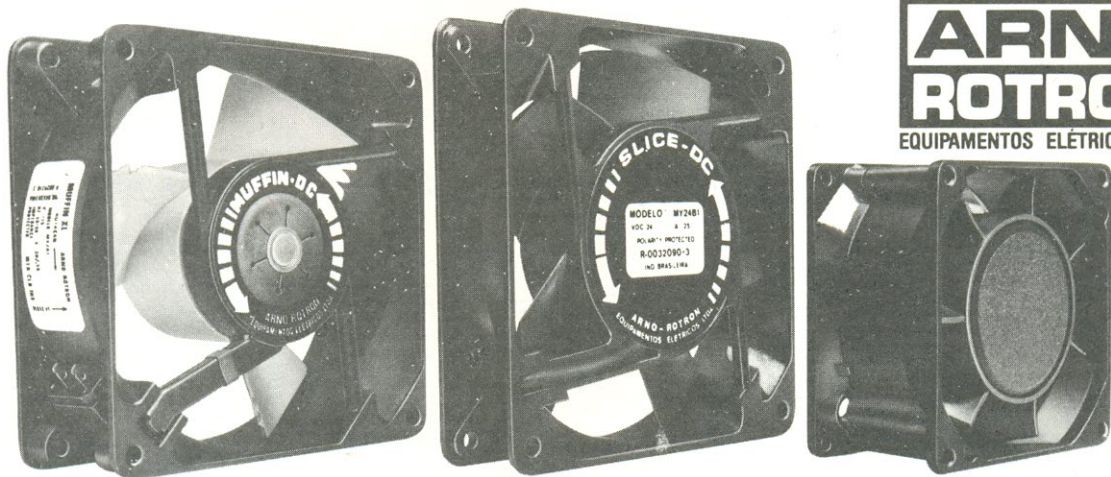
Os "astronautas" usam trajes espaciais e tanques de mergulho. Segundo os cientistas, a resistência imposta pela água não chega a influenciar decisivamente no tempo de construção. Foram necessários 14 minutos para construir três "baías" de 5 m de comprimento, exatamente o tempo estimado para a realização dessa tarefa no espaço. Os fatores que demandaram mais tempo foram a habilidade do astronauta e a dificuldade de locomoção em trajes pressurizados. Dois empecilhos que não podem ser contornados, pois são inerentes a esse tipo de trabalho no espaço.

**Os resultados** — Um astronauta trabalhando num simulador monta uma estrutura de 26 m de comprimento, composta por 150 vigas e 48 junções, em 1 hora e 44 minutos, incluindo quatro períodos de descanso de 10 minu-

tos, durante os quais mergulhadores desmontam a estrutura, para que outras "baías" possam ser construídas. Somente três delas podem ser montadas ao mesmo tempo dentro do tanque, sem que o equilíbrio de flutuação seja afetado. Esse processo reduz bastante o esforço físico dos astronautas.

Os testes propiciados pelo sistema *SABER* proporcionam uma melhor visão de potencialidade e vantagens da montagem de grandes estruturas no espaço, realizadas mediante a convergência de esforços mecânicos e humanos. Os cientistas da NASA estão utilizando os resultados do programa de testes no desenvolvimento do *ACCESS* — Método de Montagem de Estruturas no Espaço —, um experimento que visa verificar o tempo gasto no simulador, além dos dados sobre movimentação, e aumentar o *know-how* da NASA na construção de estações espaciais.

Fonte: NASA ●



Muffin DC. Maior capacidade de fluxo de ar, entre 26 e 57 l/s. Dimensões compactas.

Slice DC. Espessura de apenas 25 mm, ideal para aplicações em áreas estreitas. Fluxo de 24 a 38 l/s.

Sprite DC. Dimensões de comprimento e altura reduzidas. Fluxo de 5 a 19 l/s.

## A NOVA GERAÇÃO DOS MINIVENTILADORES.

**Linha DC, de corrente contínua, sem escovas.**

Além de desenvolver e produzir no Brasil a primeira linha de miniventiladores de corrente contínua, a Arno Rotron avança também a sua tecnologia pioneira na fabricação dos primeiros miniventiladores sem escovas, dotados de comutação eletrônica.

Os novos miniventiladores DC são extremamente compactos e projetados para operações em tensões de 12, 24 e 48 VCC. São silenciosos, altamente confiáveis e de longa durabilidade.

Apresentam níveis de interferência (rádio e magnética) abaixo dos mínimos exigidos pelas severas condições militares.

E são ideais para aplicações em equipamentos onde é preciso manter o resfriamento dos circuitos elétricos, mesmo quando se interrompe a corrente alternada.

Entre suas principais aplicações, destacam-se os computadores e equipamentos periféricos, sistemas de telecomunicações e outros.

Arno Rotron Equipamentos Elétricos Ltda. — Av. Arno, 146 — Cx. Postal 8217 — CEP 01000 — São Paulo — SP  
Tels.: 273-1122 e 63-8113 — End. Telegr. ARNODIR — Telex (011) 22268 ARNO BR



# Estágio de pré-amplificação e montagem



Concluindo o amplificador para instrumentos musicais e voz, são apresentados seu pré, uma sugestão de gabinete e todas as interligações





**O Musivox**, amplificador especialmente projetado para cantores e instrumentistas, teve seus recursos e características apresentados no primeiro artigo da série, publicado na edição passada. Lá também foram expostos o circuito e a montagem dos estágios de potência e alimentação.

Neste número vamos encerrar a exposição com o estágio pré-amplificador, a interligação dos vários módulos e a montagem final do sistema, incluindo a sugestão de um gabinete para o Musivox. Vamos começar, por isso, com o diagrama de blocos do pré.

**Em blocos** — Na figura 1, temos o diagrama de blocos do circuito do pré-amplificador utilizado. Observamos, inicialmente, que a fonte de alimentação provém do bloco redutor de tensão, cuja finalidade é fornecer 13 volts estabilizados, necessários ao funcionamento do pré. Essa tensão é retirada da fonte de alimentação descrita no artigo anterior. Os *jacks* J1 e J2 recebem os transdutores magnéticos dos instrumentos, conectando-os diretamente aos blocos “pré de entrada”, cuja função é amplificar o sinal e aplicá-lo posteriormente aos blocos “controle de tonalidade”.

Na saída desses blocos temos um misturador que “combina” os sinais provenientes das entradas A e B, para que o único sinal resultante possa ser

amplificado pelo módulo de potência. Junto aos blocos “pré-amplificador”, observamos a presença de uma chave seletora, cuja função é proporcionar dois tipos distintos de impedância de entrada: alta ou baixa, possibilitando assim a utilização dos mais variados captadores magnéticos e microfones.

**O circuito** — O esquema completo do nosso pré-amplificador está ilustrado na figura 2. Visto ser idêntico o fun-

## O pré-amplificador prevê entradas de alta e baixa impedância

cionamento dos dois canais até o misturador (CI1), analisaremos apenas o funcionamento da entrada A até aí.

Logo na entrada o sinal é submetido ao capacitor de desacoplamento C1 e depois aplicado à base do transistor Q1, através de R5. Observe que esse transistor é realimentado com o sinal enviado pelo emissor do transistor Q3, que por sua vez tem a base acoplada diretamente ao coletor de Q1.

Em uma excursão positiva do sinal de entrada, o potencial do coletor de

Q1 irá diminuir, diminuindo também a polarização de Q3, que eleva seu potencial de coletor — diminuindo assim a corrente de realimentação que circulará por R13. Isto proporciona ao circuito uma boa estabilidade frente às variações de amplitude do sinal de entrada. Após o capacitor C3, o sinal CA presente no coletor de Q3 é adicionado àquele proveniente do emissor de Q1, através da rede RC formada por R17 e C5; ela tem a função de minimizar os efeitos da reatância de C3, linearizando a resposta do circuito.

Após esse tratamento inicial, temos na saída do pré uma cópia amplificada do sinal de entrada, pronta para ser aplicada à entrada do controle de tonalidade — composto pelos potenciômetros P1 e P3 e componentes associados. Esse estágio atua sobre os harmônicos do sinal de entrada, inibindo ou acentuando a presença dos mesmos na saída.

Por fim, o sinal é aplicado ao potenciômetro P5, que tem a função de dosar o nível que será aplicado à entrada do misturador (CI1) por meio do capacitor C15 e do resistor R23. O integrado aí utilizado é o popular 741, que neste circuito encontra-se implementado na configuração de somador inversor. Em sua saída obtemos os sinais de entrada pré-amplificados, que seguem diretamente para a chave CH3; ela seleciona entre o modo direto (pré-amplificador conectado diretamente ao amplificador de potência) e o modo indireto (pré-amplificador e amplificador de potência com um circuito externo intercalado) de operação.

O bloco de controle de tonalidade utilizado é um circuito do tipo duplo T passivo, que permite ajustar convenientemente os graves, agudos e o volume de cada entrada independentemente. Como esse tipo de circuito apresenta uma baixa impedância ao sinal, na entrada do mesmo faz-se necessária uma nova pré-amplificação, a fim de torná-lo compatível com a entrada do amplificador de potência; essa função também é desempenhada pelo bloco misturador. Assim, temos, na saída do *mixer*, uma excursão máxima de 1 Vpp, que pode ser aproveitada para excitar outros circuitos amplificadores.

**Montagem global** — A montagem do pré-amplificador não oferece maiores dificuldades. O circuito impresso está ilustrado na figura 3, em tamanho natural. Para a confecção da placa, deve-

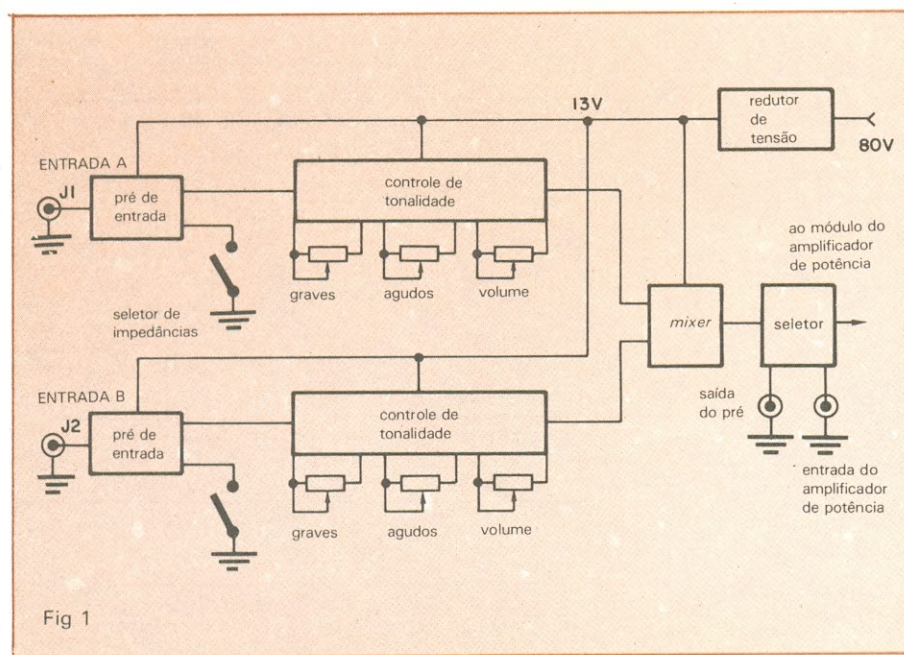


Fig 1



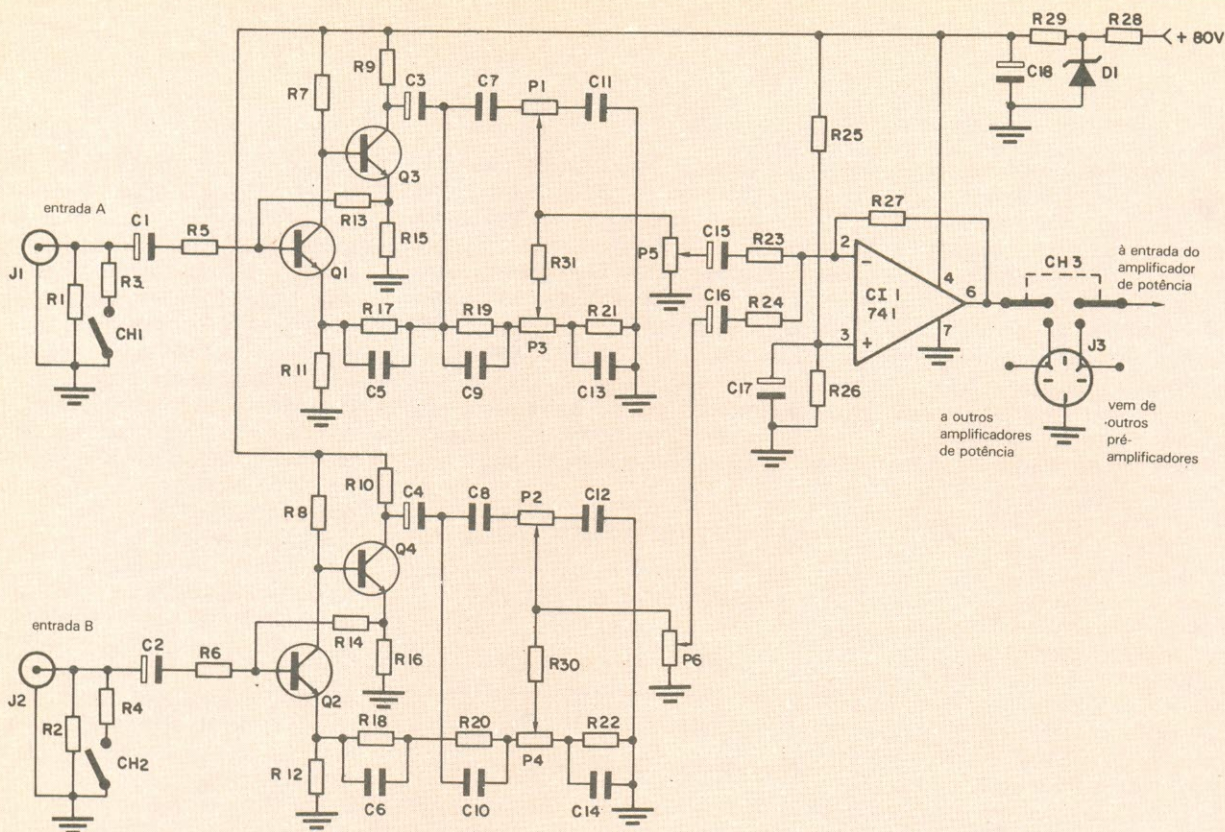


Fig 2

# Grande potência em pouco espaço!

RP 420/421



## Relé miniatura para circuito impresso.

- Alta potência de comutação;
- Dimensões reduzidas;
- Rápida resposta;
- Grande vida útil;
- 2 contatos reversores.

O Relé SCHRACK RP 420/421 comuta até 250 VCA (cos  $\phi = 1$ ) com 5 A permanentes e com tempos de operação de aproximadamente 7 ms. Opera com CC de 5, 6, 12, 24, 48, 60 ou 110 V. Garantido mecanicamente para mais de 20 x 10<sup>6</sup> operações. São oferecidas 3 opções de contatos: 2 reversores (standard), 2 N.A. e 2 N.F.. Dimensões: Altura máx. 25 mm (sem os terminais), largura máx. 29 mm e espessura máx. 12,5 mm. Para maiores detalhes consulte a SCHRACK.

### SCHRACK

DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.

Nós temos a melhor solução

Vendas: ITAPEERICA DA SERRA - SP: Av. Eduardo R. Daher, 723 - Tel.: (011) 495-2944  
RIO DE JANEIRO - RJ: Rua Uruguay, 393 - Sobrelaje 102 - Tijuca - Tel.: (021) 268-2586  
Fábrica: ITAPEERICA DA SERRA - SP: Av. Eduardo R. Daher, 1.135  
Correspondência: Itapeica da Serra - SP: Cx. Postal 02 - CEP 06850 - Telex (011) 33226 SCHR BR



## SUGADOR DE SOLDA Patenteado SS-15

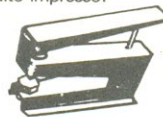
- BEM MAIS LEVE  
só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUÇÃO  
ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ



Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

### FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual  
Mais fácil  
do que grampear papel

### SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

REGULÁVEL



A 3ª MÃO  
Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

### CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloro de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.  
Aos sábados - Centro de S. Paulo  
Informações Tel.: 221-1728

CETEISA - Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda  
Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo  
Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743



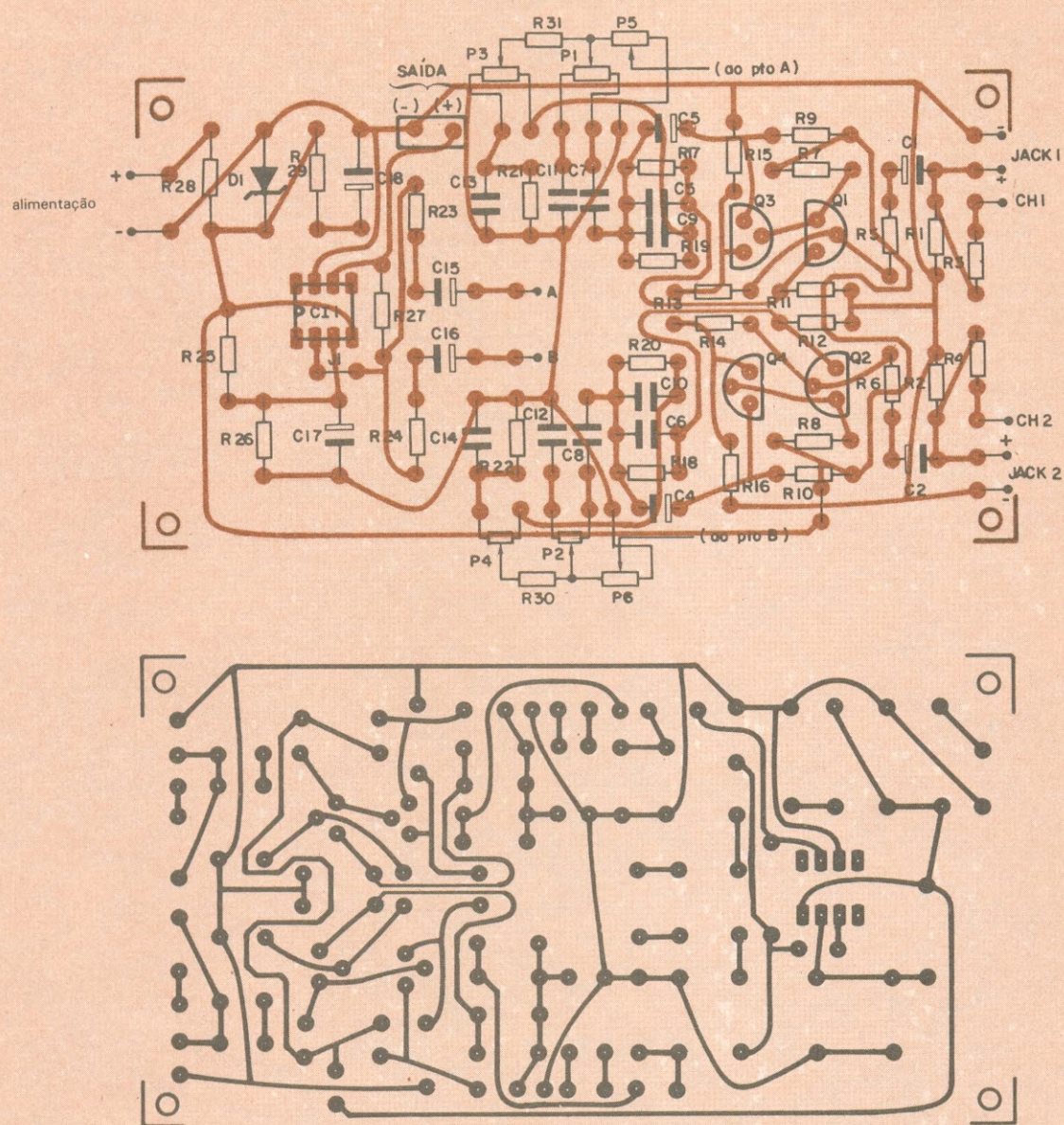


Fig 3

se dar preferência à fibra de vidro, tendo em vista sua superioridade em relação ao fenolite. É aconselhável, também, o uso de capacitores de tântalo para a função de desacoplamento exercida por C1, C2, C3, C4, C15 e C16, devido à sua alta estabilidade térmica e baixa condutância, permitindo um melhor desempenho do pré-amplificador, por um maior período de tempo.

O restante da montagem não exige maiores esclarecimentos, pois os com-

ponentes são de fácil aquisição no mercado especializado. Ela pede apenas os cuidados essenciais de atenção e capricho para ser bem-sucedida.

Terminada a montagem dos componentes pode-se conectar os potenciômetros de volume, graves e agudos, conforme indica a figura 3. E imediatamente aplicar os 80 V da fonte de alimentação, para observar a saída do circuito (pino 6 de C11) com um osciloscópio, mediante a aplicação de diferentes frequências na entrada. O pré-am-

plificador não exige nenhum ajuste para funcionar corretamente; assim sendo, após a sua montagem, se o mesmo não corresponder aos resultados desejados, caberá ao montador realizar apenas uma acurada revisão do que foi feito, pois estará lidando com circuitos previamente montados e testados em laboratório.

Concluída a montagem e eliminados os eventuais problemas, pode-se tratar então da interligação dos vários módulos do Musivox — fonte de alimenta-



ção, módulo do pré e módulo de potência, este ainda interligado aos transistores de saída, que vão montados nos próprios dissipadores.

A figura 4 fornece uma visão panorâmica dessa interligação. Lembre-se de fazer as ligações pré/jacks de entrada, pré/potenciômetros e pré/módulo de potência com cabos blindados. As conexões entre os transistores de potência e seu módulo e entre este e a saída para os alto-falantes devem ser feitas com fio encapado flexível, de bitola 14. A foto 1 mostra como ficou a disposição dos vários módulos do protótipo no interior de um gabinete apropriado.

Falando em gabinete, aquele utilizado em nosso protótipo foi confeccionado

## Os transistores de saída devem ser montados nos dissipadores

nado em chapa de ferro, com o painel todo em alumínio escovado. A foto 2 dá uma boa idéia desse painel, onde os controles de cada canal foram dispostos com uma separação bastante evidente, para facilitar seu manuseio em shows e bailes. A caixa metálica não oferece dificuldades na confecção e

tem as medidas de 14 x 30 x 36 cm (altura x largura x profundidade).

Em nosso caso, optamos por instalar no painel frontal todos os controles principais, além das entradas para os transdutores e microfones. Na parte de trás ficaram os dois fusíveis, os bornes de saída para as caixas, a tomada DIN e a chave HH, que permite intercalar efeitos e a utilização de outros módulos de potência ou pré-amplificação.

No interior do gabinete, procure instalar os transistores de saída com seus dissipadores próximos ao módulo de potência, como indica a foto 1. E não esqueça de blindar a caixa, depois de tudo instalado, soldando um ponto de terra do circuito a algum ponto da carcaça.

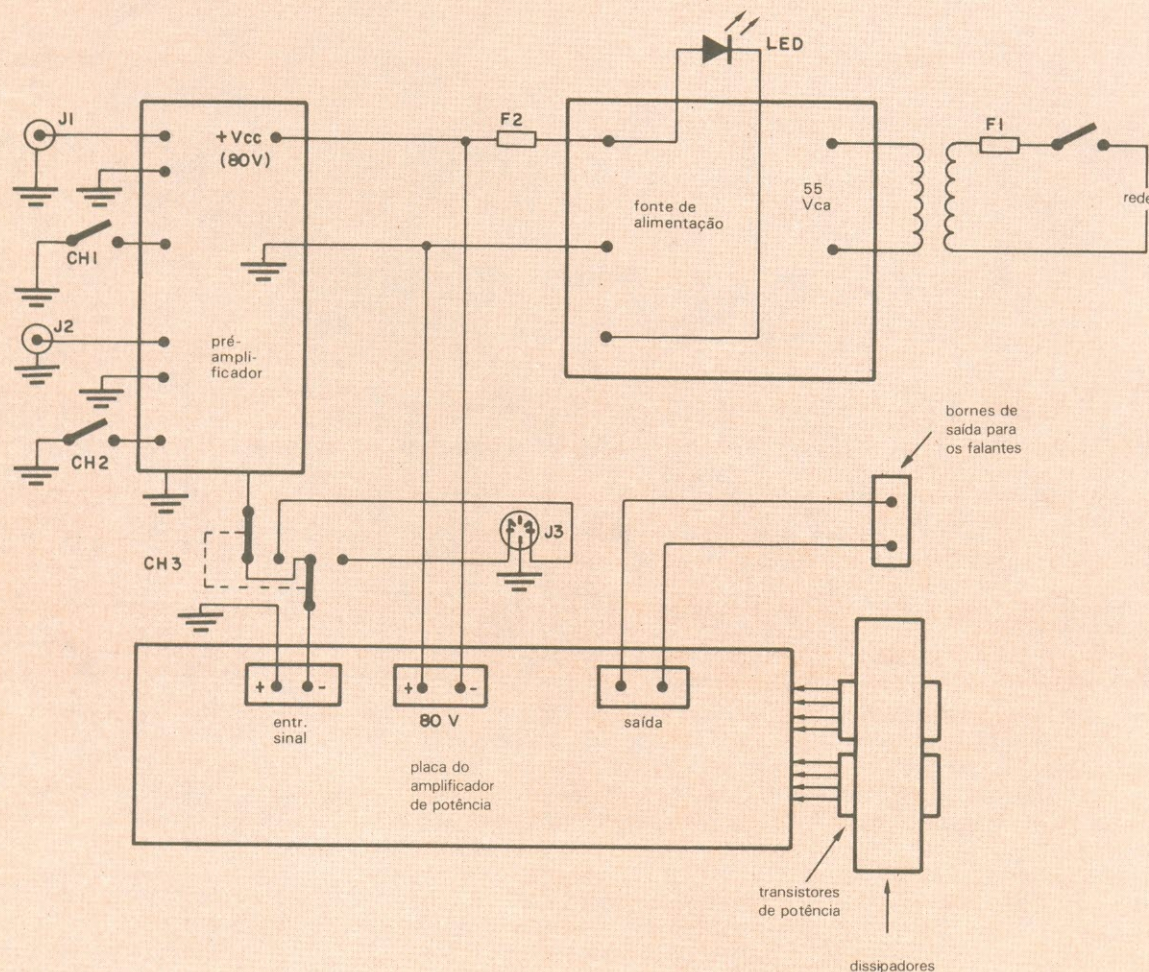


Fig 4



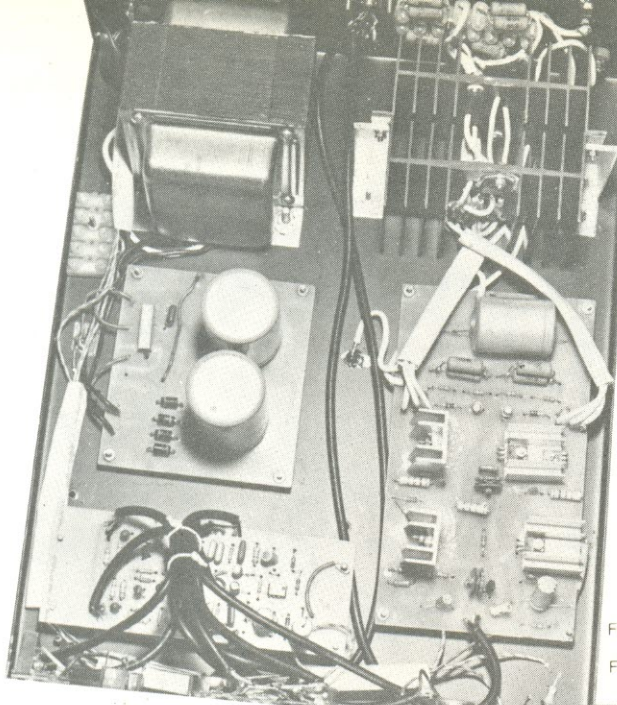


FOTO 1

FOTO 2



Foto Plínio Borges

## Relação de componentes

(pré-amplificador)

### RESISTORES

R1, R2, R3, R4- 1 k $\Omega$   
 R5, R6, R9, R10, R23, R24-10 k $\Omega$   
 R7, R8- 180 k $\Omega$   
 R11, R12- 5,6 k $\Omega$   
 R13, R14- 270 k $\Omega$   
 R15, R16, R17, R18- 15 k $\Omega$   
 R19, R20, R21, R22- 6,8 k $\Omega$   
 R25, R26-100 k $\Omega$   
 R27- 150 k $\Omega$   
 R28- 4,7 k $\Omega$  - 2 W  
 R29- 56  $\Omega$  - 1/4 W  
 R30, R31 - 2,2 k $\Omega$   
 Todos os resistores são de 1/8 W,  
 5%, salvo menção em contrário  
 P1, P2-22 k $\Omega$  (lineares)  
 P3, P4-220 k $\Omega$  (lineares)  
 P5, P6-220 k $\Omega$  (logarítmicos)

### CAPACITORES

C1, C2, C3, C4-10  $\mu$ F/16 V (tântalo)  
 C5, C6- 15 nF (poliéster metalizado)  
 C7, C8, C11, C12- 68 nF (poliéster metalizado)

C9, C10-33 nF (poliéster metalizado)

C13, C14- 1,5 nF (poliéster metalizado)

C15, C16- 4,7  $\mu$ F (tântalo)

C17- 10  $\mu$ F/16 V (eletrolítico)

C18- 100  $\mu$ F/16 V (eletrolítico)

Todos os capacitores de poliéster metalizado têm isolamento de 250 V

### SEMICONDUCTORES

C11-741

D1- diodo zener para 13 V/1 W

Q1 a Q4- BC 548A

### DIVERSOS

J1, J2- jacks para guitarra

J3- tomada DIN

CH1, CH2- chave 1 pólo/2 posições

CH3- chave 2 pólos/2 posições, tipo reversível (HH ou equivalente)

Placa de circuito impresso

Fio n.º 14 AWG, encapado,

para ligações

Cabos blindados

Comunique-se  
com  
um mercado  
de  
300.000  
leitores!

Anuncie  
em  
Nova Eletrônica

532.1655

**EMEL**

# Gaveteiros de metal encaixáveis

Gaveteiros de metal com gavetas em plástico, módulos encaixáveis formando gaveteiro para peças miúdas (ideal para peças eletrônicas) com 2 ou 4 gavetas.

**SOLICITE NAS LOJAS  
DE ELETRO-ELETRÔNICA  
ESTAMPARIA DE METAIS  
MEROLA LTDA.**

RUA LIMA E SILVA, 270  
FONE: 63-4597 - 272-2915  
CEP 04215

IPIRANGA SÃO PAULO



# DPM versão 83: ohmímetro e conversor CA



Nosso instrumento universal de painel volta à Nova Eletrônica, a pedidos. Mais dois módulos são sugeridos aqui: um deles, para medir resistências, e outro, para permitir a medição de tensões e correntes em CA

**C**om o relançamento do DPM — ou Instrumento Digital de Painel — abriu-se uma série de novas possibilidades para a confecção de instrumentos de medida práticos, compactos, precisos e relativamente baratos. De fato, juntamente com o módulo básico foram sugeridos, logo de saída, os módulos de um voltímetro CC, de um termômetro e de um freqüencímetro (veja NE n.º 81, novembro de 83). Três meses depois, atendendo a inúmeros pedidos, veio o módulo de um capacímetro (NE n.º 84, fevereiro de 84). Mas os pedidos continuaram e estamos lançando agora mais dois módulos: um para medir resistências, com uma grande faixa de atuação, e outro para tensões e correntes alternadas, empregando um retificador de precisão. Vamos a eles.

**Medindo ohms** — Aqueles que seguiram a “trajetória” do DPM devem estar lembrados que o módulo básico, sem qualquer acréscimo, funciona como um milivoltímetro CC, com 200 mV de fundo de escala. Para obter um bom conversor ohms/Vcc, numa faixa de dé-

cimos de ohm até várias dezenas de megohms, teríamos que montar um circuito complexo e talvez tão caro quanto o módulo principal do DPM, com resultados nem sempre satisfatórios.

## O ohmímetro do DPM é capaz de medir de 0 a 20 megohms

Mas o integrado 7107, devido às suas características, pode ser utilizado diretamente como ohmímetro, desde que seja empregado a configuração básica da figura 1. Veja que o resistor padrão é ligado em série com o resistor a ser medido; nesse caso, os circuitos internos do 7107 determinam que o valor de fundo de escala seja definido por  $2 \times R_{\text{padrão}}$ . Isto porque a corrente que atravessa os resistores gera uma diferença de potencial correspon-

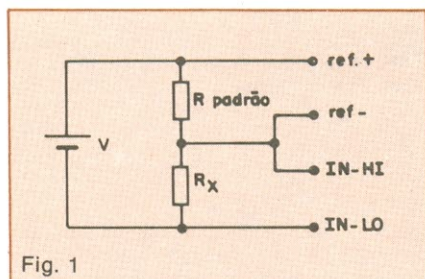
dente aos valores dos mesmos e a queda sobre a resistência padrão fixa a faixa de trabalho, por estar ligada diretamente à entrada de referência do DPM.

A partir daí, chegamos então ao circuito completo do ohmímetro (figura 2), projetado para operar em 6 faixas, com valores de fundo de escala variando entre 200  $\Omega$  e 20 M $\Omega$ . A malha composta por D1 e D2 existe para produzir o mesmo efeito da bateria representada na figura 1, de modo a gerar uma  $V_{\text{ref}}$  dentro da faixa linear de operação do 7107. É importante salientar que essa tensão não precisa ter um valor muito bem definido, pois nessa configuração o que importa é a relação entre os resistores.

Os resistores de escala (R1 a R6) devem ter valores rigorosamente precisos — se possível, use os de película metálica (*metal film*). Caso não tenha fácil acesso a esse tipo de resistores, dê preferência aos comerciais com 1% de tolerância. A potência aqui não é problema, já que as tensões e correntes envolvidas são bastantes reduzidas.

Para a montagem, pode ser utilizada a placa sugerida na figura 3, que não exige maiores cuidados (nenhum dos



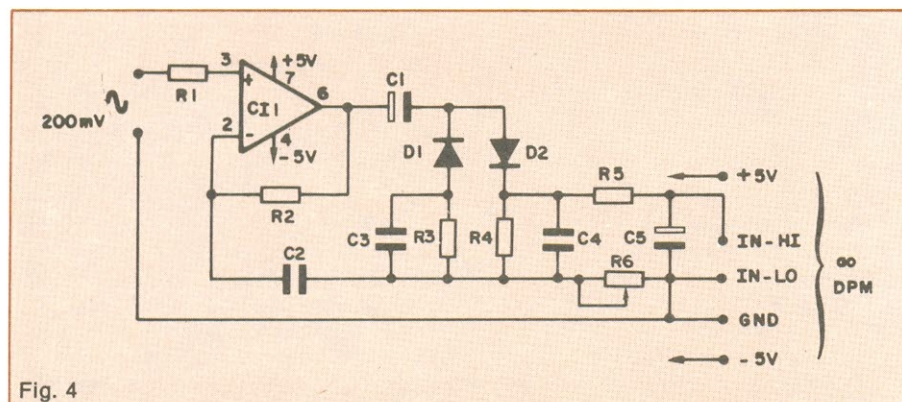
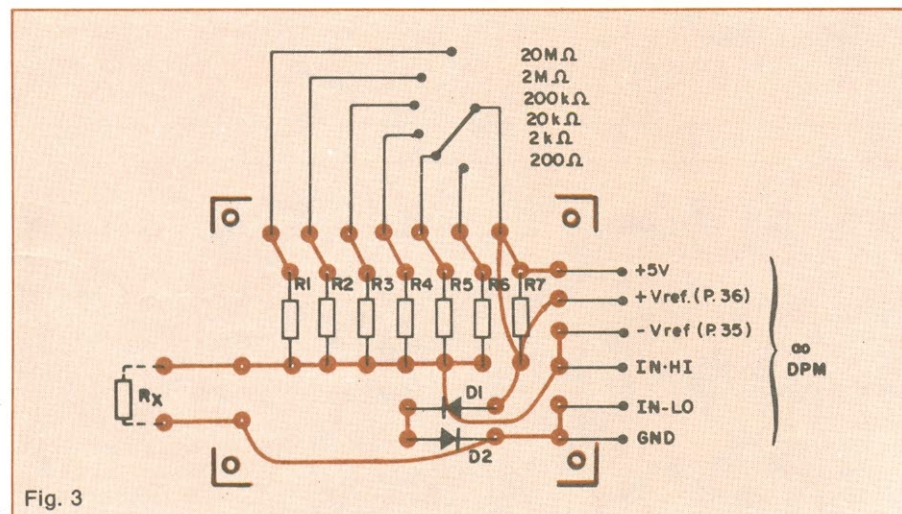
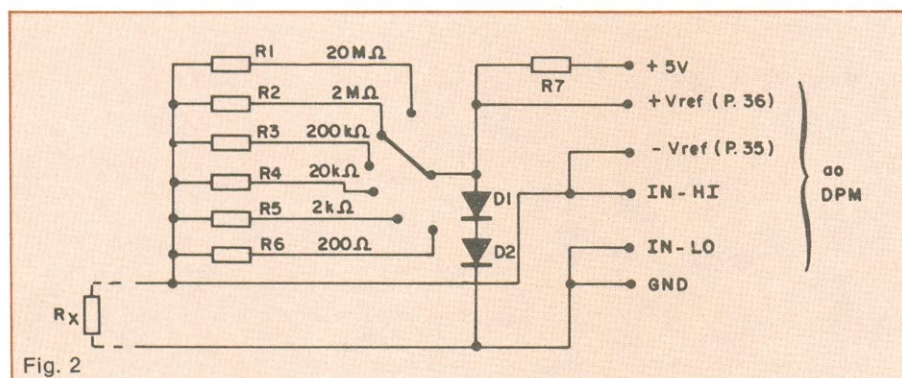


componentes tem posicionamento crítico). Um pouco mais complicado é o chaveamento desse módulo, se for utilizado em conjunto com outro módulo auxiliar. Será preciso, obrigatoriamente, “puxar” os sinais  $V_{ref-}$  e  $V_{ref+}$  (pinos 35 e 36 do CI), normalmente ligados, respectivamente, à terra e ao cursor de um trimpot (veja a figura 4, pág. 12 do n.º 81).

Como o terra é comum para todos os

módulos, você terá que instalar uma chave tripla inversora, comutando simultaneamente  $V_{ref+}$ ,  $V_{ref-}$  e INLO. Pode-se prever, também, a inclusão do ponto flutuante, pela utilização de mais uma chave comutadora, montada mecanicamente em paralelo com CH1 e fazendo as combinações adequadas.

Devido à simplicidade do circuito, ele deverá funcionar assim que for ligado.



**Conversor CA** — Na medição de tensões e correntes em CA com o DPM, é preciso usar um conversor CA/CC, que aparece ilustrado na figura 4. Primeiramente, temos um circuito retificador de precisão — que trabalha mesmo com poucos milivolts, tarefa impossível usando-se apenas diodos. Com o circuito ativo formado por CI1 e suas malhas associadas, porém, isso é possível, como veremos a seguir.

O integrado CI1 está atuando, basicamente, como um amplificador não inversor, de ganho 1,5, e com uma impedância de entrada bastante elevada (ele é um operacional com transistores FET no estágio de entrada). Os capacitores C1 e C2 têm como função desacoplar o estágio de saída dessa primeira parte do circuito. Os diodos D1 e D2, por sua vez, formam o retificador de onda completa, enquanto R3 e R4 limitam a corrente sobre os diodos e operacional. Esses diodos já têm em seus terminais a tensão retificada, proporcional ao sinal de entrada.

Os resistores R5 e R6 têm o encargo de variar o nível da saída do conversor e C5 é o capacitor de integração, que apresenta em seus terminais a tensão média que será recebida pelo DPM.

Preparamos uma plaquinha para essa montagem também e ela aparece na figura 5. Na soldagem, cuidado apenas com CI1, que é um pouco mais frágil que os demais componentes.

Para o ajuste desse conversor, deve-se gerar uma tensão de referência conhecida. O módulo sugerido cobre a faixa de 0 a 200 mV; para medir tensões mais elevadas, basta acoplar à entrada do conversor o mesmo circuito utilizado para o voltímetro CC, já publicado no n.º 81 e que reproduzimos aqui, na figura 6. Valem, aqui, as mesmas escalas e considerações feitas na primeira matéria.

A medição de correntes CA também é possível, adotando-se a configuração da figura 7, também já publicada no artigo do n.º 81.





## NOVOS OSCIOSCÓPIOS COM DELAY, MEMÓRIA E BASE DE TEMPO DUPLA

Altamente versáteis e indicados para a maioria das aplicações em:  
Desenvolvimento e Manutenção.



### SME

#### Modelo 5060:

Faixa de frequência de 0 a 20 MHz;  
Dois canais;  
Indicação digital de retardo, de alta precisão;  
Trigger hold-off

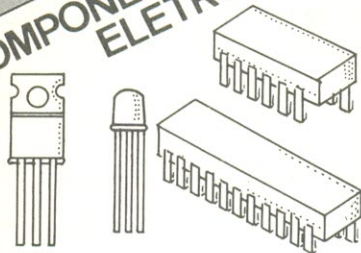
**Modelo 5070:** Possui as mesmas características do modelo 5060, mais: Sistema de memória para armazenagem de sinais de qualquer um dos canais; Persistência, que permite a visualização de transitórios e sinais de frequência de recorrência muito lenta.

#### De estoque

#### RENÉ GRAF COMERCIAL E TÉCNICA S.A.

São Paulo: Av. Francisco Matarazzo, 1055 - Cep 05001 - Fone: 872-0055  
Salvador: Fone: 226-8395/1904 - Belo Horizonte: Fone: 334-1255  
Rio de Janeiro: Fone: 280-8232 - Curitiba: Fone: 232-4341  
Porto Alegre: Fone: 43-1511

## STUDIO CB COMPONENTES ELETRÔNICOS



Completa linha de componentes eletrônicos tais como: memórias, micro-processadores, ttls, cmos, lineares, diodos, transistors, capacitores, reguladores, etc.

Marcas: Nat, Texas, Signetes, Farchild, Toshiba, Nec, SGS, Mit, Hit, etc.

*Consulte-nos em  
sua próxima compra.*

#### STUDIO CB LTDA IMP EXP

Av. Ipiranga, 1123 - 11º - Sala 1104  
CEP 01039 - São Paulo - SP  
Telefones: (011) 229.9346 e 227.8244  
Telex: (011) 38806 STNF BR

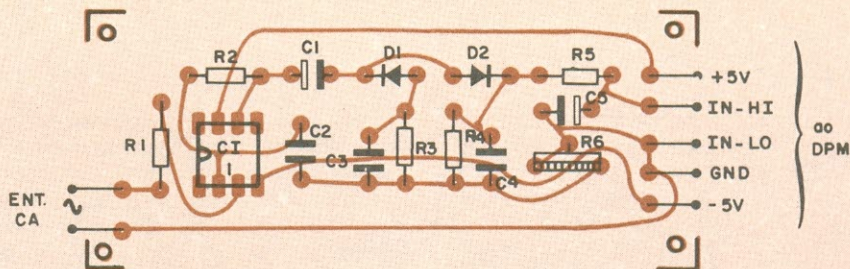


Fig. 5

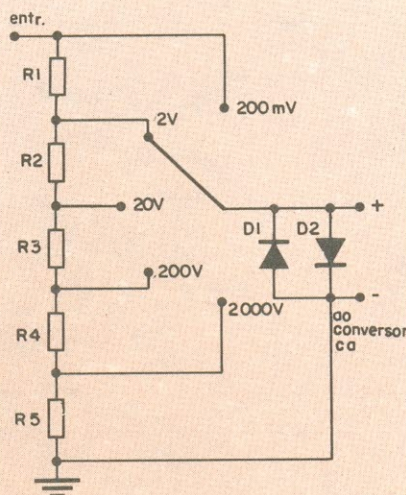


Fig. 6

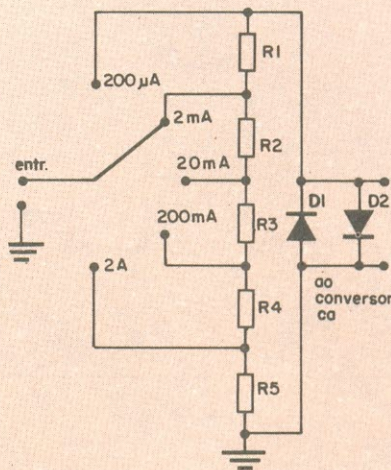


Fig. 7

## Relação de componentes

### OHMÍMETRO

R1- 10 MΩ  
R2- 1 MΩ  
R3- 100 kΩ  
R4- 10 kΩ  
R5- 1 kΩ  
R6- 100Ω  
R7- 1 kΩ - 1/8 W  
D1, D2- 1N4148 ou equivalentes  
Chave de 1 pólo, 6 posições

### CONVERSOR CA

R1- 220 kΩ  
R2- 1 MΩ  
R3, R4- 10 kΩ  
R5- 470 kΩ  
R6- trimpot 50 kΩ  
C1, C5- 10 μF/16 V  
C2- 0,1 μF  
C3, C4- 100 pF  
D1, D2- 1N4148 ou equivalentes

equivalentes  
C1- CA3140

### ESCALAS VOLTÍMETRO

R1- 9 MΩ  
R2- 900 kΩ  
R3- 90 kΩ  
R4- 9 kΩ  
R5- 1 kΩ  
D1, D2- 1N914 ou equivalentes  
Chave de 1 pólo, 5 posições

### ESCALAS AMPERÍMETRO

R1- 900 Ω  
R2- 90 Ω  
R3- 9 Ω  
R4- 0,9 Ω  
R5- 0,1 Ω  
D1, D2- 1N914 ou equivalentes  
Chave de 1 pólo, 5 posições



# Comunicação abre 1ª FECOM em SP

Cerca de 150 empresas apresentam seus produtos e serviços na feira internacional de comunicação, que começa dia 11 de outubro

**S**ão Paulo vai sediar a 1ª Feira Internacional de Comunicação — FECOM —, no período de 11 a 21 de outubro, no Palácio das Exposições do Parque Anhembi. Reunindo cerca de 150 expositores do Brasil, Estados Unidos e Japão, a Feira abrange 11 áreas de atividade: cinema; rádio; teatro; televisão; fotografia; telefonia e telecomunicação; mídia alternativa e impressa; serviços e entidades; propaganda, publicidade e relações públicas; didática.

A apresentação e venda de equipamentos e serviços técnicos, além da abertura de espaços para a introdução, no Brasil, das mais recentes conquistas tecnológicas do setor de comunicação são os principais objetivos da FECOM, promovida pela Alcântara Machado Feiras e Promoções, com o patrocínio do Minicom e do MEC.

A importância dessa Feira para a comunicação no Brasil tende a ultrapassar as fronteiras de um simples evento onde são apresentados novos equipamentos e novas técnicas. Afinal, os seus estandes devem refletir a verdadeira revolução experimentada pelas comunicações em todo o mundo, com a eletrônica intensiva de seus equipamentos básicos. Além de gerar melhorias na qualidade de sons, imagens e signos gráficos, os novos equipamentos viabilizam a exploração de possibilidades tidas como intangíveis até há bem pouco tempo.

O funcionamento da FECOM foi organizado de modo a facilitar o movimento dos negócios e as visitas de caráter técnico. Assim, do dia 15 ao dia 19, das 9 às 14 h, somente técnicos e compradores terão acesso aos estandes. O período destinado à visitação

pública, nos dias úteis, será das 15 às 23 h e, nos sábados, domingos e feriados, das 14 às 23 h. Para ingressar na FECOM, no horário técnico-profissional, os visitantes deverão apresentar convites que serão distribuídos pelos expositores. Já os leitores da NE — técnicos ou compradores — poderão encurtar o caminho: basta recortar o convite que acompanha o anúncio da Feira, em nossa edição de setembro, e trocá-lo por um ingresso na entrada da Feira.

Nesta edição, simultânea à FECOM, estamos prestando mais um serviço aos nossos leitores: uma relação dos expositores, divididos por área de atividade, a fim de facilitar a visita e permitir uma identificação rápida das empresas de maior interesse. E lembre-se que a Editele também está presente à FECOM.

## Telecomunicações

### Equitel S.A. — Equip. e Sistemas de Telecomunicações

Av. Mutinga, 3650 — 833-2211 — 05110-SP  
Setor 11  
Resp. Levy dos Santos  
Centrais telefônicas

### Ericsson do Brasil Com. Ind. S.A.

R. da Coroa, 500 — 298-3322 — 02047-SP  
Setor 11  
Resp. Luiz Di Sessa Neto  
Centrais telefônicas KS, aparelhos telefônicos e equip. radiocanal

### Intelco S.A.

R. Manoel da nobrega, 498 — 288-2922 — 04001-SP  
Setor 11  
Resp. Julio Cesar Ribeiro Pinheiro

*Bip urbano, bip vocal, rádio UHF e VHF, circuito fechado de TV, controle de acesso*

### NEC do Brasil S.A.

Av. Brig. Faria Lima, 2000 — 6º andar — 815-8055 — 01480-SP  
Setor 11  
Resp. Minoru Aota  
Telefonia e telecomunicação

### Siemens S.A.

Av. Mutinga, 3650 — 833-2211 — 05110-SP  
Setor 11  
Telecomunicações

### Siteltra S.A. — Sistemas de Telecomunicação e Tráfego

R. Tabaré, 551 — B1 B — 521-9011 — 04445-SP  
Setor 11  
Resp. José Camino Fernandes

*Equip. rádio FM 72/400, RTV 280, equip. microondas 7,5 GHz, equip. de telesupervisão T.PSP 15-A*

### Sul América Philips Telecomunicações S.A.

Av. Getúlio Vargas, 3560 — (081) 251-3033 — 50000 — Recife-PE  
Setor 11  
Resp. Fernando Schuler  
Centrais telefônicas privadas (CPA) tipo TBX, rádios VHF/UHF/FM, aparelhos telefônicos a teclado

### Telavo Ind. Com. de Equip. p/ Telecomunicações Ltda.

R. José Benedito Salinas, 120 — 522-3233 — 04674-SP  
Setor 11  
Resp. Herber Zambrone Júnior  
Equip. de microondas p/ TV, transmissores de TV e FM



**Telecomunicações Brasileiras S.A. — Telebras**  
SAS Quadra 06 bL E — 10º andar — 215-2403 — 70313 — Brasília-DF  
Setor 11  
Resp. Acyr Simão  
*Telefonia*

**Telecomunicações Intraco Ind. Com. Ltda.**  
R. Costa Aguiar, 1279 — 274-7022 — 04204-SP  
Setor 11  
Resp. Jean Weiner  
*Transceptores de HF e respectivos acessórios*

**Telepatch Sistemas de Comunicações Ltda.**  
R. Augusto Ferreira de Moraes, 357 — 522-7188 — 04763-SP  
Setor 11  
Resp. André Joseph Deberdt  
*Sistemas de comunicação, equip. p/ radiocomunicação*

**Telsate Telecomunicações Ind. e Com. Ltda.**  
R. Dobra, 222 — 265-9061 — 02514-SP  
Setor 08  
Resp. Sahak Vasteresian  
*Transceptores de radiocomunicação e acessórios*

## Antenas

**Andrew Antenas Ltda.**  
Av. Victor Andrew, 584 — (0152) 31-8900 — 18100 — Sorocaba-SP  
Setor 11  
Resp. Engº Carlos Eduardo A. Terra  
*Antenas parabólicas*

**Antenas Thevear Ltda.**  
Av. Thevear, 92 — 464-1955 — 08580 — Itaquacetuba-SP  
Setor 11  
Resp. Antonio Justo Clatayud  
*Antenas, porteiros eletrônicos e intercomunicadores*

**Metalúrgica Biasia Ind. e Com. Ltda.**  
R. Cel. Antonio Marcelo, 523 — 291-8422 — 03054-SP  
Setor 11  
Resp. Sebastião Eduardo S. Prado  
*Antenas e equip. eletrônicos destinados à recepção de televisão*

**Radiant Sistemas Radiantes Ltda.**  
R. Pintor Marques Júnior, 366 — (021) 371-0551 — 21240-RJ  
Setor 11  
Resp. Eduardo Baptista Saldanha  
*Antenas e equip. p/ telecomunicações*

## Equipamentos para telecomunicações

**AMP do Brasil Conectores Elétricos e Eletrônicos Ltda.**  
R. Ado Benatti, 53 — 864-3311 — 05037-SP  
Setor 11  
Resp. Engº Rodolfo A. Rocha  
*Equip. de telecomunicações*

**Bulding Industrial de Conectores Ltda.**  
R. Curiuva, 14 — Vila Silvia — 217-9564 — 03728-SP  
Setor 11  
Resp. Alexandre de Andrade  
*Conectores para ligações elétricas e telefônicas e circuitos impressos*

**Daruma Telecomunicações S.A.**  
Av. Independência, 3500 — (0122) 32-7277 — 12100 — Taubaté-SP  
Setor 11

Resp. Mucio C. B. Viana  
*Equip. de telecomunicações*

**Datapoint do Brasil Informática e Comunicações Ltda.**  
R. Voluntários da Pátria, 45 - 8º andar — (021) 266-5549 — 22270 — Rio de Janeiro-RJ  
Setor 11  
Resp. José Odilon Souza  
*Bilhetadores e tarifador de centrais*

**Elebra S.A. Eletrônica Brasileira**  
R. Dom Vilar, 1.700 — 215-4522 — 04160-SP  
Setor 11  
Resp. Claudio A. Silva  
*Aparelhos de telecomunicações*

**Elma Telecomunicações S.A.**  
R. da Gamboa, 131 — 263-0112 — 20220-RJ  
Setor 11  
Resp. Jayme João Mansur  
*Blocos terminais, protetores tripolares, adaptadores de sinalização, caixas de emenda, caixas terminais e material p/ redes telefônicas*

**Embracom Eletrônica S.A.**  
Av. do Pinedo, 645 — 521-6044 — 04764-SP  
Setor 11  
Resp. Ediel Aparecido Spalonsi Silva  
*Equip. de telecomunicações*

**EMPG Eletro Mecânica Pniewski Gimenez Ltda.**  
R. Dona Germaine Bouchard, 324 — 263-8155 — 05002-SP  
Setor 11  
Resp. Jaime Gimenez Junior  
*Conectores para telefonia, comunicação e eletrônica, euroconectores e conectores lineares*

**Fermatel Indústria Metalúrgica e Eletrônica Ltda.**  
R. Kobe, 209-A — 202-6424 — 02137-SP  
Setor 11  
Resp. Magnus José U. N. Cavalcanti  
*Fios de espinar, fios de aço inoxidável e feixos, ferramentas de aperto, equip. p/ redes aéreas e subterrâneas de telecomunicações*

**Fone-Mat S.A. Indústria para Telecomunicações**  
Av. Robert Kennedy, 747 — 458-6622 — 09700 — São Bernardo do Campo-SP  
Setor 11  
Resp. Jean de Csiky  
*Discos telefônicos, cápsulas receptoras e transmissoras p/ ap. telef., bobinas e potes de pupinização, instrumento testador eletrônico de discos telefônicos, adaptador de impedâncias*

**IBCT Eletrônica Ltda.**  
R. Laguna, 170 — 548-1388 — 04728-SP  
Setor 11  
Resp. Tarcísio Antonio Pais  
*Cápsulas telefônicas, aparelho head-set*

**Indústria e Comércio Eletrometalúrgica Romitel Ltda.**  
Av. Carioca, 422 — 274-9199 — 04225-SP  
Setor 11  
Resp. Roberto Pincus  
*Telefonia e telecomunicações em geral*

**Intelbrás S.A. — Ind. de Telec. Eletr. Brasileira**  
Br. 101 — Km 212 — área industrial — 47-0600 — 88100 — São José-SC  
Setor 11  
Resp. Jorge Luiz Savi de Freitas  
*CTM, PBX, PAX, BTO, pinos e tomadas para telefones*

**Jetro-Japan Trade Center — São Paulo**  
Av. Paulista, 1274 — 19º andar — cjs. 45/46 — 287-2855 — 01310-SP

Setor Internacional  
Resp. Masaaki Tamagami  
*Equipamentos para televisão*

**Machado Correa Telecomunicações**  
R. José Pedro Araujo, 981 — 351-6647 — 32000 — Contagem-MG  
Setor 12  
Resp. Oscar Santos de Faria  
*Retransmissores de TV*

**Mercantil Telecomunicações e Comércio Ltda.**  
Rua Augusta, 553 — 259-5166 — 01413-SP  
Setor 11  
Resp. Walter Ohannes Gebenlian  
*Equip. para telefonia e telecomunicações*

**Monytel Eletrônica e Telecomunicações Ltda.**  
Av. Miguel Frias e Vasconcelos, 1205 — 268-0977 — 05345-SP  
Setor 11  
Resp. Luiz Fernando Portela  
*Distribuidor automático de chamadas DAC Monytel M80 ES II, anunciador digital Monytel mod. AD14, registrador de tráfego portátil e registrador de tempo de atendimento RTA mod. 300*

**Multitel S.A.**  
Av. Funchal, 39/65 — 212-7122 — r. 370 — 04551-SP  
Setor 11  
Resp. Moacyr Musetti Naccache  
*Equipamentos telefônicos*

**Olivetti do Brasil S.A.**  
Av. Paulista, 453 — 10º andar — 289-1177 — r. 488 — 01359-SP  
Setor 11  
Resp. Mario Châmie  
*Equip. para telecomunicações*

**Protelco Ind. e Com. Ltda.**  
R. Dr. Leonardo Pinto, 63 — Bom Retiro — 222-3811 — 01125-SP  
Setor 11  
Resp. Walter Medeiros  
*Blocos terminais p/ cabos telefônicos 100/20/10 pares, módulo de proteção e acessórios, placas de circuitos impressos profissionais*

**Segetele Serviços Gerais de Telecomunicações Com. Ind. Ltda.**  
Caixa Postal n.º 3851 — 283-1881 — 20220-RJ  
Setor 11  
Resp. Marcos Albagli  
*Sistemas Key-System equip. p/ eletrônica de redes telefônicas, terminais fonotelegráficos, sistemas de conversão e sinalização telefônica, modens e equalizadores p/ transmissão de dados*

**Toyama Eletrônica Ltda. — Telecomunicações e Teleprocessamento**  
Av. Alberto Ramos, 553 — 271-1369 — 03223-SP  
Setor 11  
Resp. Irineu E. de Carvalho  
*Fonotelegráfico de mono a quadricanal, desmagnetizador, repetidor, terminal de vídeo e componentes*

## Eletrônica

**Brasifone Comercial Ltda.**  
R. Vitória, 320/324 — 223-4999 — 01210-SP  
Setor 11  
Resp. Antonio Barnaba  
*Intercomunicador, central de portaria, porteiros coletivos, porteiro residencial*

**Brasilsat S.A.**  
Av. Irai, 1578 (esc) — 61-1753 - 04082-SP  
Setor 11



Resp. José Costa Brega  
Fab. de antenas e equip. eletrônicos

#### Coaxial Eletrônica Ltda.

R. Ana Santos, 101 — Distrito Industrial de Santos — (0132) 30-4980 — 11100 — Santos-SP  
Setor 11  
Resp. José Luiz Costa Braga  
Componentes e conectores eletrônicos

#### E.E. Equipamentos Eletrônicos

R. Frei Fabiano, 215 — 281-4122 — 20780 — Rio de Janeiro-RJ  
Setor 11  
Resp. Levy dos Santos  
Teleimpressor eletrônico EE-980 e EE-984, terminal fonotelegráfico EE-620, sistemas de conexão e teste EE-540

#### H.D.L. Produtos Eletrônicos Indústria e Comércio Ltda.

Av. Nove de Julho, 2999 — 482-5111 — 13300 — Itu-SP  
Setor 11  
Resp. Vera Lucia Miguel  
Porteiro eletrônico, portões automáticos, centrais de portaria, intercomunicadores para residências e edifícios, fechaduras

#### Heliodinâmica S.A.

Caixa Postal nº 8085 — 493-3888 — 06730-SP  
Setor 11  
Resp. Roxana Topel  
Lâminas de silício tipo CZ, células solares, coletores planos, módulos solares, sistemas fotovoltaicos p/ bombeamento de água

#### Ivape Ind. de Válvulas Eletrônicas Pecunha Ltda.

Av. Rio Branco, 320 — 4º andar — 222-6044 — 08200-SP

#### Setor 11

Resp. Dirceu Oliveira Camargo  
Transmissores AM/FM, válvulas eletrônicas, componentes eletrônicos para comunicação, equip. auxiliares de audiodifusão

#### MB Comércio e Indústria de Produtos Eletrônicos Ltda.

R. Fernando Dias, 275 — 212-3387 — 05427-SP  
Setor 11  
Resp. Arnaldo Rodrigues da Silva  
Soquetes para circuito integrado, conectores e cabos planos

#### Radionave — Indústria Eletrônica Ltda.

R. Comandante Bortolotto, 65 — 22-3825 — 86000 — Londrina-PR  
Setor 11  
Resp. Armando Coelho do Amaral  
Multímetros, geradores, freqüencímetros, fontes estabilizadoras, comparador de período, termômetros, traçadores de curva

#### Robert Bosch do Brasil Ltda.

R. Cesário Galeno, 483 — 296-8710 — 03071-SP  
Setor 08  
Resp. José Nivaldo Amstalden  
Auto-rádios, toca-fitas, alto-falantes, aparelhos p/ uso doméstico, caixas acústicas, amplificadores e equalizadores

#### Scala Indústria Eletrônica Ltda.

R. Ferreira de Araujo, 302 — 814-4822 — 05428-SP  
Setor 08  
Resp. Eng.º Flavio Gomes Schermann  
Mesas de som profissional, amplificadores, equalizadores e audioprocessadores

#### Staner Eletrônica Ltda.

Rod. Assis Chateaubriand, km 68 — (0182)

22-7733 — 19100 — Presidente Prudente-SP  
Setor 08 ou 10

Resp. Arthur Aguiar Jr.  
Misturadores, processadores, amplificadores e geradores de efeitos p/ áudio, alto-falantes especiais e caixas acústicas

#### WGB Eletrônica de Precisão Ltda.

Via das Samambaias, 204 — 492-5066 — 06700 — Cotia-SP  
Setor 11  
Resp. Cristina Lulei  
Instrumentos de medição de aplicação geral, laboratório de telecomunicações e transmissão de dados

#### Videotexto

#### Digitel Equipamentos Eletrônicos Ltda.

R. Santos Dumont, 1791 — (0512) 42-0622 — 90000 — Porto Alegre-RS  
Setor 11  
Resp. Clovis Rogerio Paes Bittencourt  
Modems, multiplexadores estatísticos, equipamentos, terminais de videotexto, equipamentos de teste

#### Parks Equipamentos Eletrônicos Ltda.

R. Correa Vasques, 51 — 549-4360 — 04038-SP  
Setor 11  
Resp. Leandro Meneguim  
Terminais de videotexto, modems, alarmes patrimoniais

#### Splice Ind. Com. Conectores e Terminais Elétricos do Brasil Ltda.

Av. Juscelino K. de Oliveira, 154 — (0152) 43-1316 — 18110 — Sorocaba-SP  
Setor 11

# Litec

#### Livraria editora técnica Ltda.

Rua dos Timbiras, 257 — 01208 São Paulo  
Cx. Postal 30.869 — Tel. 220-8983

#### dBASE II

USING THE dBASE II — Townsend	Cr\$ 75.800,00
dBASE II USER'S GUIDE WITH APPLICATIONS — Green	Cr\$ 124.700,00
ADVANCED dBASE II USER'S GUIDE — Green	Cr\$ 124.700,00
MASTERING dBASE II THE EASY WAY — Heiser	Cr\$ 64.300,00
dBASE II PROGRAMMING: MAKING dBASE WORK FOR YOUR SMALL BUSINESS — Peabody	Cr\$ 68.600,00
UNDERSTANDING AND USING dBASE II — Krumm	Cr\$ 85.800,00
SYSTEM DEVELOPMENT USING dBASE II — Freshman	Cr\$ 85.800,00

#### LINGUAGEM "C"

THE SMALL-C HANDBOOK — Hendrix	Cr\$ 59.800,00
THE C PRIMER — Hancock/Krieger	Cr\$ 67.800,00
PROGRAMMING IN C FOR THE MICROCOMP. USER — Traister	Cr\$ 67.800,00
C PRIMER PLUS — USER FRIENDLY GUIDE TO THE C PROGRAMMING LANGUAGE — Waite	Cr\$ 79.800,00
THE C PROGRAMMING LANGUAGE — Kernighan/Ritchie	Cr\$ 90.000,00
C PROGRAMMING GUIDELINES — Plum	Cr\$ 104.000,00
A C REFERENCE MANUAL — Tartan Laboratories Inc.	Cr\$ 85.800,00
THE C PROGRAMMING TUTOR — Wortman	Cr\$ 77.200,00

#### UNIX

INTRODUCING THE UNIX SYSTEM — MGilton/Morgan	Cr\$ 79.800,00
USING THE UNIX SYSTEM — Gauthier	Cr\$ 67.800,00
A UNIX PRIMER — Lomuto	Cr\$ 76.000,00
UNIX PROGRAMMER'S MANUAL — VOL. 1 — Bell Laboratories	Cr\$ 139.800,00

#### CP/M

A USER-FRIENDLY GUIDE TO CP/M — WITH AN INTRODUCTION TO dBASE II — Perry	Cr\$ 59.800,00
THE CP/M HANDBOOK WITH MP/M — Rodney Zaks	Cr\$ 54.375,00
CP/M BIBLE — THE AUTHORITATIVE REF. GUIDE TO CP/M — Waite	Cr\$ 79.800,00
INSIDE CP/M — A GUIDE FOR USERS AND PROGRAMMERS WITH CP/M-86 AND MP/M2 — Cortesi	Cr\$ 103.800,00

THE PROGRAMMER'S CP/M HANDBOOK — Johnson-Laird	Cr\$ 87.800,00
INSIDE CONCURRENT CP/M — A GUIDE FOR USERS — Cortesi	Cr\$ 71.800,00
THE BYTE GUIDE TO CP/M-86 — Dahmke	Cr\$ 67.800,00
O MANUAL DE CP/M INCLUINDO MP/M — Rodney Zaks	Cr\$ 19.440,00
CP/M BASICO — Murtha/Waite	Cr\$ 13.800,00
USANDO CP/M — GUIA DE ENSINO PROGRAM. — Fernandez/Ashley	Cr\$ 13.100,00
CP/M GUIA DO USUARIO — Hogan	Cr\$ 16.700,00
USING CP/M — A SELF-TEACHING GUIDE — Fernandez/Ashley	Cr\$ 31.395,00
CP/M PRIMER — Murtha/Waite	Cr\$ 56.810,00

#### VISICALC

54 VISICALC MODELS — FINANCE-STATISTICS-MATHEMATICS — Flast	Cr\$ 63.800,00
THE VISICALC BOOK FOR THE IBM PERSONAL COMPUTER — Beil	Cr\$ 64.000,00
THE DIF FILE FOR USERS OF VISICALC & OTHER SOFTWARE — Beil	Cr\$ 63.800,00
54 SUPERCALC MODELS — FINANCE-STATISTICS-MATHEMATICS — Flast	Cr\$ 63.800,00
SUPERCALC PRIMER — INCLUDING SUPERCALC 2 — Waite/Venit	Cr\$ 67.800,00
THE VISICALC BOOK APPLE EDITION — Beil	Cr\$ 59.800,00
APLICALC — UM SOFTWARE EDUCACIONAL PESSOAL E PROFISSIONAL EM BASIC — Meili	Cr\$ 9.800,00
VISICALC — MANUAL DE CONSULTA RAPIDA — Leonelli	Cr\$ 7.200,00
CIRCALC/VISICALC/PROCALC — FORMULARIOS ELETRONICOS DE CALCULO PARA MICROCOMP.	Cr\$ 8.000,00
INTRODUÇÃO AO VISICALC — 2a. EDIÇÃO — Garbin	Cr\$ 10.200,00
MASTERING VISICALC — Hergert	Cr\$ 49.875,00
THE VISICALC APPLICATIONS BOOK — Grushcow	Cr\$ 67.800,00
VISICALC FOR SCIENCE AND ENGINEERING — Trost	Cr\$ 49.875,00

#### NOVIDADES

MC-68020 32-BIT MICROPROCESSOR USER MANUAL — Motorola	Cr\$ 81.500,00
FIBER OPTICS COMMUNICATIONS — Palais	Cr\$ 64.300,00
THE ILLUSTRATED MS-DOS-WORDSTAR HANDBOOK — Stultz	Cr\$ 64.300,00
COMMUNICATIONS AND NETWORKING FOR THE IBM PC. — Jordan	Cr\$ 85.800,00

FAÇA-NOS UMA VISITA: DOBRAMOS A ÁREA DE NOSSA LOJA E AUMENTAMOS ASSIM OS LIVROS EXPOSTOS.

#### PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

**ATENDIMENTO PELO REEMBOLSO POSTAL.** Só aceitamos acima de Cr\$ 3.000,00. Pedidos inferiores devem vir acompanhados de cheque nominal ou vale postal. O porte do correio varia atualmente entre Cr\$ 300,00 e Cr\$ 500,00 por pacote (dependendo do valor e peso) e será cobrado juntamente com o valor da mercadoria ao retirá-lo no correio.  
**REEMBOLSO AÉREO VARIG.** Só aceitamos pedidos acima de Cr\$ 10.000,00. Este serviço só é possível para as cidades servidas por esta companhia. As despesas de despacho variam entre Cr\$ 5.000,00 e Cr\$ 10.000,00, dependendo da distância, peso e valor do pacote.



Resp. Antonio José da Silva  
*Videotexto*

## Fios e cabos

### Condugel S.A.

R. Bento de Andrade, 598 — 280-3211 —  
04503-SP  
Setor 11  
Resp. Gino Magnani  
*Cabos e fios*

### Condulli S.A. Condutores Elétricos

R. Luis Pacheco, 260 — 229-9033 — 01107-SP  
Setor 11  
Resp. Milton Rososchansky  
*Fios e cabos telefônicos*

### Fios e Cabos Plásticos do Brasil S.A. — FICAP

Av. Cel. Phidias Távora, 100 — Km 2 — Via  
Dutra — (021) 371-0303 — 21530-RJ  
Setor 11  
Resp. Eng.º Fernando Vianna Filho  
*Fios e cabos*

### KMP — Cabos Especiais e Sistemas Ltda.

BR 116 — km 25 — Caixa Postal nº 146 —  
494-2433 — 06800 — Embu-SP  
Setor 11  
Resp. Edilson Nogueira Pedrosa  
*Cabos coaxiais p/ áudio e radiofrequência,  
guias de onda, alimentadores p/ SHF,  
antenas parabólicas, pressurizadores,  
conectores e acessórios*

### Marsicano S.A. Ind. de Condutores Elétricos

Rua Padre Adelino, 758 — 291-3522 —  
03303-SP  
Setor 11  
Resp. Egon Boehm  
*Cabos telefônicos, elétricos, de comando, de  
controle e fibras óticas*

## Editoras

### Editel Editora Técnica Eletrônica Ltda.

Rua Casa do Ator, 1060 — 04546-SP

### Editora Abril S.A.

R. Geraldo Flausino Gomes, 61 — 545-8542  
— 04575-SP  
Setor 06  
Resp. Julio Così Júnior

### Editora Banas S.A.

Av. Pres. Castelo Branco, 6241 — 262-2900 —  
05034-SP  
Setor 06  
Resp. Wilson Sollito

### Editora Iris Ltda.

R. Jacuaim, 67 — 61-0190 — 04563-SP  
Setor 02  
Resp. Susanne de Azevedo Marques

### Editora Pesquisa e Indústria Ltda.

R. da Consolação, 2043 — 259-1344 —  
01301-SP  
Setor 06  
Resp. Yurudu Noguchi  
*Anuário das Indústrias, Informe Especial e  
Brazilian Export Market*

### Editora Técnica Gruenwald Ltda.

R. do Consórcio, 59 — 853-7184 — 05435-SP  
Setor 06  
Resp. J. Stélio

### GEP — Gráfica Editora e Publicidade Ltda.

R. Harmonia, 213 — 211-4048 — 05435-SP  
Setor 06  
Resp. Oswaldo Luis Alonso  
*Revistas de loteria esportiva e álbuns com  
resultados esportivos e da loto*

### Indexport Revista Ltda.

R. Marconi, 138 — 12º andar — cj. 1201 —  
231-2311 — 01047-SP  
Setor 06  
Resp. Antonio Merino  
*Editora*

### Livraria e Papelaria Saraiva S.A.

R. José Bonifácio, 209 — 2º andar — s/205 —  
32-5101 — 01139-SP  
Setor 06  
Resp. Raphael Blanco Cabello

### Tecnews Publicações Ltda.

Av. Sen. Queiroz, 305 — 1º andar — 227-6312  
— 01026-SP  
Setor 06  
Resp. Ema Erhardt Javurek

### Telepress Editora Ltda.

Av. Paulista, 1159 — Cj. 1211 — 284-1599 —  
01311-SP  
Setor 11  
Resp. Ethevaldo Siqueira  
*Editora de telefonia e telecomunicações*

## Video e cinema

### Associação Brasileira das Empresas

#### Produtoras de Filmes Publicitários

R. do Triunfo, 134 — 9º andar — cjs. 92/93 —  
221-3614 — 01212-SP  
Setor 07  
Resp. Sidnei José P. Paiva Lopes  
*Produtora de filmes publicitários*

### CEMBRACOM — Centro Brasileiro de Comunicações S/C Ltda.

R. Cotoxó, 990 — 62-4308 — 05021-SP  
Setor 12  
Resp. Luis Tadeu de Mello Araújo  
*Videotape, videocomunicações e  
videocassete*

### ISJB — Sistema Salesiano de Videocomunicação

Av. 31 de março, 435 — D. Cabral — (031)  
332-8711 — 30000 — Belo Horizonte-MG  
Setor 12  
Resp. José Aurélio de Lima Redgi  
*Serviços de uma produtora independente*

### Laboratório Cinematográfico Hélicon Ltda.

R. Arthur Prado, 82/88 — 285-4011 —  
01322-SP  
Setor 04  
Resp. Darcio Domingues  
*Produtora cinematográfica*

### Miksson Tecnologia de Comunicação Ltda.

Av. Rouxinol, 1041 — 240-1233 — 04516-SP  
Setor 04  
Resp. Carlos Augusto Ortale  
*Prod. de audiovisual e VTs*

### Paulo Suplicy Comunicações S.A.

R. Moacir Piza, 36 — 280-9748 — 01421-SP  
Setor 04  
Resp. Paulo Suplicy Vieira  
*Audiovisuais*

### VPI Video Produções Independentes de Cinema e Televisão

Av. Padre Antonio José dos Santos, 1131 —  
531-2012 — 04563-SP  
Setor 12  
Resp. David A. Pereira  
*Video, cinema, televisão, produtora*

### VTC — Serviços de Videotexto S/C Ltda.

Av. Paulista, 1009 — 18º andar — cj. 1802 —  
289-9077 — 01311-SP  
Setor 07  
Resp. Meireles Miranda  
*Videotexto, publicidade de sistema e painéis  
fotográficos de sistemas*

## Fotografia

### Curt laboratório Cinefotográfico Ltda.

R. do Róssio, 430 — V. Olimpia — 210-5844/r.  
174 — 04552-SP  
Setor 04  
Resp. Gustavo Gonzales  
*Lab. cinematográfico*

### Kodak Brasileira Comércio e Indústria S.A.

Pça. George Eastman, 213 — 542-0111 —  
05690-SP  
Setor 04  
Resp. Francisco Maximo  
*Produtos p/ laboratório, material fotográfico,  
fotografia p/ amadores, micrografia,  
audiovisual e cinema*

### Oren Color Laboratório Fotográfico Profissional

Av. Pacaembu, 1207 — 825-0122 — 01155-SP  
Setor 04  
Resp. Ricardo Nani  
*Displays, álbuns fotográficos, gigantografia  
p/ feiras e exposições, painéis p/ decoração,  
cartões comerciais, comemorações e  
vernissages*

### Orwo do Brasil Importação Ltda.

Al. Jaú, 1742 - Loja térrea — 883-4066 —  
01420-SP  
Setor 04  
Resp. Mario Veigas  
*Filmes Orwo e câmeras fotográficas Praktica*

### Polaroid do Brasil Ltda

R. Alm. Marques Leão, 408 — 285-6411 —  
01330-SP  
Setor 04  
Resp. Antonio Mattos  
*Câmeras e filmes fotográficos*

### Sigla — Serviços Informativos Gráfico Latinoamericano

R. 13 de maio, 242 — 258-2381/2671 —  
01327-SP  
Setor 11  
Resp. Marcus Vinicius da Rocha Arouca  
*Banco de Imagens*

### Triskel Audiovisual Ltda (The Image Bank)

Av. Pres. Antonio Carlos, 54 - g. 202/3 — (021)  
220-2129 — 20020-RJ  
Setor 04  
Resp. Jean Claude Lozouet  
*Arquivo fotográfico p/ uso publicitário,  
catálogos, posters, cartões postais e  
calendário*

### TRIX — Agência de Serviços Fotográficos e Editoriais Ltda.

R. das Flandreiras, 419 — 542-0945 —  
04545-SP  
Setor 04  
Resp. Anisor José Rodrigues  
*Foto p/ publicidade, editoriais, fotografias em  
neon e quadros fotográficos*

## Artes gráficas

### Editora Mundial Ltda.

Av. Rebouças, 2970 - 1º andar — 255-4514 —  
05402-SP  
Setor 06  
Resp. Maria da Penha B. Costa  
*Serviços de fotocomposição, mundial color*

### Lastri S.A. Ind. de Artes Gráficas

R. Independência, 382 — 278-1411 —  
01524-SP  
Setor 06  
Resp. José Elias Filho  
*Gráfica*

### Tecnotype do Brasil Tecnologia e Equip. Gráficos Ltda.



Av. Rebouças, 2970 — 255-4514/211-9125 — 05402-SP  
Setor 04  
*Letracolor, sistema de foto impressão a cores para transferíveis ou fotoimpressão a cores sobre suportes lisos (papel, poliéster...), sistema de fotocomposição manual para fotoletas, desenho animado e artes finais*

**Tipograph Sistemas de Letras S/C Ltda.**  
R. Afonso de Freitas, 661 — 549-0999 — 04006-SP  
Setor 07  
Resp. Luiz Carlos Fernandes Delgadinho  
*Fotoletas, fotocomposição, fotolitos e painéis fotográficos*

## Jornais

**Gazeta Mercantil S.A. Editora Jornalística**  
R. Major Quedinho, 90 — 7º andar — 259-9825 — 01050-SP  
Setor 06  
Resp. Denize de Azevedo Nogueira

**Jornal do Brasil**  
Av. Brasil, 500 — (021) 264-3248 — 20940-RJ  
Setor 02  
Resp. Augusto Tavares de Lyra

**S.A. O Estado de São Paulo**  
Av. Eng.º Caetano Alvares, 55 — 266-7099 — 02550-SP  
Setor 02  
Resp. Hamilton da Rocha Neves

## Produtos e serviços diversos

**ABAP — Associação Brasileira de Agências de Propaganda**  
R. Pedroso Alvarenga, 1208 — 8º andar — 280-0472/881-2324 — 04531-SP  
Setor 07  
Resp. Fernando de Souza Reis  
*Associação de agências de propaganda*

**Acrilar Ind. e Com. de Acrílico Ltda.**  
R. da Cantareira, 950 — 227-5769 — 01024-SP  
Setor 07  
Resp. Eduardo Moreira Pires  
*Displays, placas gravadas, materiais p/ escritórios, fichários e brindes em geral em acrílico*

**Artsplay — Artefatos de Arames Ltda.**  
R. Dr. Afonso Vergueiro, 623 — 264-7528 — 02116-SP  
Setor 07  
Resp. Francisco Ascoli  
*Displays em geral*

**BNDI — Banco Nacional de Dados Informativos S/C Ltda.**  
Av. Brig. Faria Lima, 1476 — 4º andar — cjs. 46/47 — 212-9237/813-4161 — 01452-SP  
Setor 05  
Resp. Carlos Alberto Pastor  
*Assessoria de marketing na área de mala direta, etiquetas impressas, fichas duplas de visita e listagem de acompanhamento*

**Celli Representações S/C Ltda.**  
Av. Paulista, 2073 — Horsa I — 19º andar — cj. 1905 — 287-5955 — 01311-SP  
Setor 06  
Resp. Siegfried Siegle  
*Obras da Enciclopédia Britânica importada e nacional*

**Clipping Consultoria e Promoções**  
Rua Henrique Schaumann, 414 — 64-8667 — 05413-SP  
Setor 07  
Resp. Mauricio Vallim Coutinho  
*Promoção de vendas*

**Credicard S.A. Administradora de Cartões de Crédito**  
Av. Brig. Faria Lima, 2161 — 8º andar — 813-5777 — r. 416 — 01451-SP  
Setor 07  
Resp. Antonio Cardoso  
*Cartão de crédito*

**Editora Haple Ltda.**  
R. Gabriel Monteiro da Silva, 949 — 883-1488 — 01441-SP  
Setor 06  
Resp. R. Nonato Pinheiro  
*Apresentação e distribuição de jornais*

**ETE Engenharia de Telecomunicações e Eletricidade S.A.**  
R. da Alfândega, 47 — 203-2440 — 20070-RJ  
Setor 11  
Resp. Daniel Mendes  
*Eng.º de telecomunicações*

**Europian Consultoria, Planejamento e Comércio de Máquinas Ltda.**  
R. Maria Antonia, 215 — 6º andar — cj. 61 — 256-9188 — 01222-SP  
Setor 12  
Resp. Horst Kurt Loeck  
*Equip. eletrônico p/ radiodifusão e locação de equip. p/ gravação de som e imagem*

**Expand Imp. Exp. e Com. Ltda.**  
Av. Onofrio Milano, 680 — 268-9421 — 05346-SP  
Resp. Raimundo Gomes Araujo  
*Apresentação de vinhos*

**Export Development Embassy — Trade Center**  
Av. Paulista, 2439 — 1º andar — 853-2011 — 01311-SP  
Setor Internacional  
Resp. T. Richard Jaeckle

**Furukawa Industrial S.A. Produtos Elétricos**  
Av. São João, 473 — Centro — 222-7155 — 01035-SP  
Setor 11  
Resp. Esmeralda Rodrigues  
*Produtos elétricos*

**Golden Cross Assistência Internacional de Saúde**  
**Carmel Publicidade e Prom. Ltda.**  
R. Analia Dolacio Albano, 300 — 511-0138 — 05854-SP  
Setor 09  
Resp. Orlando Fábio  
*Assistência médico-hospitalar*

**Instand do Brasil Feiras e Congressos Ltda.**  
Av. Washington Luis, 3332 — 247-4314 — 04662-SP  
Setor 07  
Resp. Arnaldo A. Sattolo  
*Instand 100 séries*

**Lafer S/A — Indústria e Comércio**  
R. Garcia Lorca, 301 — Cx. Postal 5101 — 457-0022 — 09700 — São Bernardo do Campo-SP  
Setor 11  
Resp. Percival Lafer  
*Cabines modulares e orelhões*

**Livrarias Siciliano — Agência Siciliano de Livros, Jornais e Revistas Ltda.**  
Al. Dino Bueno, 492 — 221-0111 — 01217-SP  
Setor 06  
Resp. Jair Mongelli  
*Livros e revistas*

**Magnetoplan do Brasil Indústria e Comércio S.A.**  
Rod. Regis Bitencourt, km 16,5, n.º 1650 — 491-5914 — 06750 — Taboão da Serra-SP

Setor 01 e 04  
Resp. Pierre C. Georian  
*Quadros magnéticos, fragmentadores de papel, telas p/ projeção, controles visuais*

**Meca Teleinformática Ltda.**  
Rua Traipu, 657 — 826-7566 — 01235-SP  
Setor 11  
Resp. Antonio Reis Silva  
*Serviços de telemática*

**Midel Distribuidora de Produtos Eletrônicos Ltda. (Microdigital)**  
Av. Angélica, 501 — 11º andar — cj. 1105 — 255-0366 — 01228-SP  
Setor Externo  
Resp. George Kovari  
*Microcomputadores p/ cadastramento de visitantes*

**Nortel Eletricidade Ltda.**  
Av. Senador Saraiva, 396 — 13100 — Campinas-SP  
Setor Externo  
Resp. Mário Payaro  
*Laborgel (tratamento eletrolítico da terra)*

**Octaplan Comércio, Feiras e Congressos Ltda.**  
R. Gastão da Cunha, 106 — 61-1155 — 04361-SP  
Setor 07  
Resp. José Silviano  
*Material do Sistema Octanorm*

**Organização de Alimentação e Agricultura das Nações Unidas — FAO**  
Av. Mal. Câmara, 314 — 2º andar, sl 27 — (021) 220-0870 — 20220-RJ  
Setor 06  
Resp. Claudio R. P. Fornari  
*Órgão de alimentação das Nações Unidas*

**Pieroth Vinhos Finos Ltda.**  
R. Benjamin Egas, 297 — 210-0683 — 05418-SP  
Setor 09  
Resp. Antonio da Rocha Nunes  
*Vinhos*

**Relevo Arquitetura Promocional Ltda.**  
R. Ministro de Godoi, 595 — 263-3111 — 05015-SP  
Setor 07  
Resp. Ubaldo Nogueira da Silva  
*Projetos e montagens de estandes e promoções de eventos*

**Teleart — Telefones Artísticos Ltda.**  
R. Aurora, 279 — 220-5222 — 01209-SP  
Setor 11  
Resp. Sergio Miguel Cernea  
*Aparelhos telefônicos decorativos*

**Unibanco — União de Bancos Brasileiros S.A.**  
R. da Quitanda, 157 — 235-4274 — 01012-SP  
Setor 09  
Resp. Luis C. F. Albuquerque  
*Serviços bancários*

**Varig S.A.**  
R. da Consolação, 368 — 4º andar — 258-2233 — r. 164 — 01302-SP  
Setor 09  
Resp. Paulo Cury  
*Prestação de serviços*

**Videojob S/C Ltda. — Assessoria e Orientação Profissional**  
Av. Brig. Faria Lima, 560 — 881-8920 — 01452-SP  
Setor 12  
Resp. Simon Franco  
*Banco de recursos humanos, recrutamento instantâneo p/ todos os níveis hierárquicos e faixa salarial por computador, a custo zero* ●



FONTE DE  
ALIMENTAÇÃO — 2ª PARTE

# Aplicação dos reguladores

Vejamos agora o projeto de reguladores de tensão, com várias dicas práticas sobre regulação, excitadores e dissipadores

**N**a edição de julho, nesta mesma seção, mostramos o procedimento básico de cálculo das fontes de alimentação, abordando o dimensionamento do transformador, da etapa retificadora e da filtragem. Faltou falar de uma última e importante etapa de projeto, que exige um artigo inteiro só para ela: a dos reguladores de tensão. Nenhuma fonte que se preze, hoje em dia, deixa de ter seu estágio regulador, por mais simples que seja. No entanto, apesar de serem quase todos integrados, os reguladores exigem conhecimento e critério ao serem dimensionados. É o que veremos aqui.

**Apresentação** — Nesta segunda parte, não serão mais considerados os estágios analisados na primeira, ou seja, transformador, retificador e capacitor de filtro. Resolvemos nos concen-

trar apenas nos reguladores, já que consideramos suficientes as informações fornecidas no n.º 89.

Entre os principais parâmetros a observar num circuito regulador de tensão estão a regulação, potência, proteção e baixo nível de ruído. Numa fonte apresentada sob a forma de um diagrama de blocos, o regulador é normalmente representado como uma obscura “caixa-preta”, sem maiores detalhes. No entanto, esse bloco pode ser “aberto” e dividido em várias partes — como comprova a figura 1 — tanto a nível de blocos (fig. 1a) como de circuito elétrico (fig. 1b).

Como se vê, ele é basicamente um circuito realimentado, permitindo assim a regulação de saída. No caso, um amplificador operacional compara a tensão de referência com uma parcela da tensão de saída, a fim de controlar o elemento de passagem (um transis-

tor, por exemplo). No decorrer do artigo serão comentados os efeitos devidos a essa configuração.

Os reguladores, sejam eles monolíticos (CIs) ou constituídos por componentes discretos, podem ser representados por um elemento de três terminais (entrada, comum, saída). Esse é o “bloco” de que falamos há pouco e visa facilitar certas análises, com os elementos de realimentação, controle e potência considerados internamente (figura 2).

Vamos discutir neste artigo os tópicos mais orientados para os reguladores monolíticos — das famílias LM340 e 78XX, por exemplo —, já que são os mais utilizados atualmente. Todas as informações, porém, podem ser facilmente aplicadas aos reguladores implementados com componentes discretos.

**O princípio da regulação** — A regulação de uma fonte é a relação entre a variação da tensão de saída e seu valor nominal. Suponhamos, por exemplo, uma fonte regulada de 5 volts nominais que, com carga máxima, exibe 4,5 V de saída; dizemos, então, que a regulação dessa fonte é de 10%. É claro que variações dessa ordem nunca ocorrem em fontes dotadas de reguladores, devido ao efeito da realimentação, como já vimos.

Pode-se dividir a regulação em dois tipos: de linha e de carga; a primeira refere-se à variação na entrada do regulador, enquanto a outra representa a variação de carga.

Para ilustrar os dois tipos, vamos começar analisando a resposta a transientes em ambos os casos, pelos gráficos da figura 3. As curvas mostram a resposta de carga e de linha de um regulador integrado, produzida por circuitos especiais de teste.

Nos dois gráficos está bem clara a influência benéfica do chamado **capacitor de passagem de saída** (C2, na figura 2) — que proporciona uma drástica redução do *overshoot* (pulso de sobretensão), como se pode ver pelas curvas tracejadas. O efeito final é o de uma

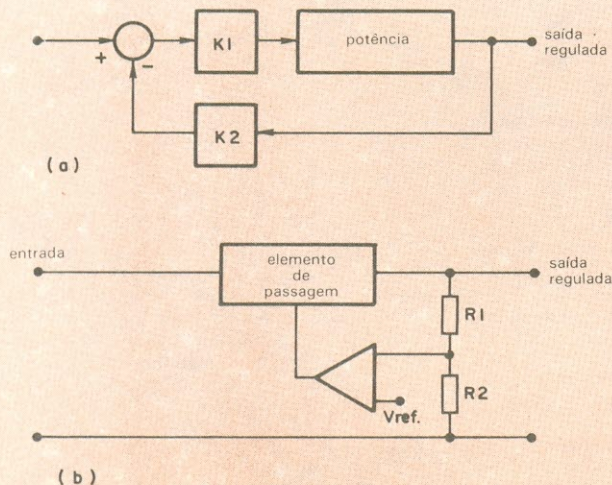


Fig 1

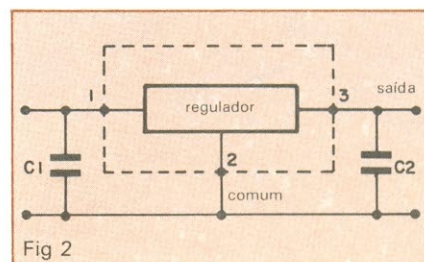
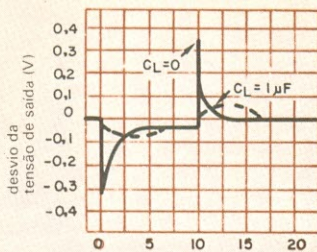
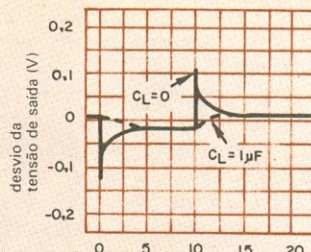


Fig 2





(a) resposta a transientes de carga (μs)



(b) resposta a transientes de carga (μs)

Fig 3

melhora global na regulação da fonte.

A regulação de linha dos reguladores de três terminais depende da corrente de saída, da temperatura de operação e, naturalmente, do tipo de regulador. Para um dispositivo do tipo 7805, por exemplo, operando entre 0° e 125° C e com variação de linha de 8 a 20 V, teremos uma regulação máxima de 1% (ou 50 mV). E a regulação de carga, na mesma faixa de temperatura, para uma variação de  $I_L$  entre 5 mA e 1 A, também será de 1%.

Essas informações sobre regulação podem ser encontradas nos próprios manuais dos componentes, mas só são levadas em conta no caso de projetos especiais, já que a ordem de grandeza da variação é muito reduzida (os exemplos citados levam em conta os piores casos de operação dos reguladores integridos).

**O caso da potência** — Ao projetar uma fonte empregando reguladores de três terminais, o montador deverá guiar-se por uma seqüência predeterminada. As primeiras coisas a considerar são a tensão de saída requerida ( $V_s$ ), a corrente máxima de saída, a tensão não regulada ( $V_e$ ) e a temperatura ambiente. Com esses dados em mãos, parte-se para a escolha do regulador, consultando os manuais dos fabricantes.

Com a tensão diferencial ( $V_e - V_s$ ) e a corrente, pode-se utilizar um gráfico como o da figura 4, que traz as diversas curvas de dissipação máxima e de máxima corrente de uma família de reguladores (no caso, exemplificamos com integrados da *National*). Nota-se que a corrente fornecida pelo regulador vai depender da tensão diferencial aplicada sobre ele.

Mas essa figura também demonstra que as fórmulas simples usadas no cálculo da potência em reguladores ( $P_D = (V_e - V_s) \cdot I$ ) não são válidas — se assim fosse, suas curvas teriam a mesma forma das hipérbolas de potência constante (curvas tracejadas assinaladas com 10, 20 e 30 W, na figura 4). É verda-

de, por outro lado, que em certas regiões do gráfico os dois tipos de curva ficam bastante próximos.

Essa é, então, a forma correta de se escolher o regulador adequado para cada aplicação. Lembrem-se que as considerações feitas referem-se à máxima temperatura de junção — que é da ordem de 125° C —, o que significa levar em conta um dissipador adequado para o regulador.

**Cálculo do dissipador** — E já que falamos nela, vamos dar um exemplo de projeto simples de dissipador — que é muito importante, pois deve ser calculado para uma determinada faixa e não acima de um valor, simplesmente (veja por que, na parte das proteções). Tudo o que for exposto nesta parte poderá ser aplicado também aos transistores excitadores, eventualmente utilizados em fontes para elevar a corrente de saída.

Evitando alongar este artigo, não entraremos na análise do dissipador pelo modelo da resistência térmica. Mais detalhes sobre essa análise poderão ser encontrados no artigo "Dissipação de Calor nos Transistores", publicado na NE n.º 79, de setembro de 1983.

Como consideração inicial, vamos supor que temos uma fonte de  $5 V \pm 5\%$ ,

$V_e = 12 V$ ,  $I_{s_{\max}} = 0,8 A$ , com temperatura ambiente ( $T_A$ ) de 60° C e temperatura na junção do regulador ( $T_J$ ) de 125° C. Escolhemos, através da figura 4, um regulador adequado, entrando no gráfico com  $V_e - V_s = 7 V$  e  $I = 0,7 A$ . Todos os reguladores com curvas acima desse ponto poderão ser utilizados — no caso, o 340T5.0, o 309K, o 7805C.

Em seguida, é preciso calcular a resistência térmica  $\theta_{JA}$  total, entre a junção e o ambiente, que será (com  $P_D = (V_e - V_s) \cdot I$ ):

$$\theta_{JA(\text{total})} = \frac{T_J - T_A}{P_D} = \frac{125 - 60}{7.0,8} = 11,6^\circ \text{ C/W}$$

Todos os reguladores trazem, entre suas características, as resistências térmicas  $\theta_{JC}$ , medidas entre a junção e o encapsulamento, e  $\theta_{JA}$ , entre a junção e o ambiente (veja a figura 5). Caso  $\theta_{JA(\text{total})}$  seja menor que a  $\theta_{JC}$  do regulador, este já fica eliminado de saída, com ou sem dissipador. Por outro lado, se  $\theta_{JA(\text{total})}$  for maior que a  $\theta_{JA}$  do fabricante, pode-se dispensar o dissipador. Por fim, no meio-termo, ou seja,  $\theta_{JC} < \theta_{JA(\text{total})} < \theta_{JA}$ , sabe-se que o regulador serve, mas apenas acoplado a um dissipador.

Usando agora a figura 6, devemos analisar a pior condição para o regulador (que é a de curto-circuito), com limite de temperatura de 150° C. Para o caso do 7805C, por exemplo, quando  $V_e - V_s = 12 V$ , temos a corrente de 1,3 A; no caso do 309K, essa corrente é de 1,5 A. Para longos períodos de curto-circuito, vamos ter:

$$\theta_{JA(\text{total})} = \frac{150 - 60}{12.1,3} = 5,8^\circ \text{ C/W},$$

para o 7805C

$$\theta_{JA(\text{total})} = \frac{150 - 60}{12.1,5} = 5^\circ \text{ C/W},$$

para o 309K.

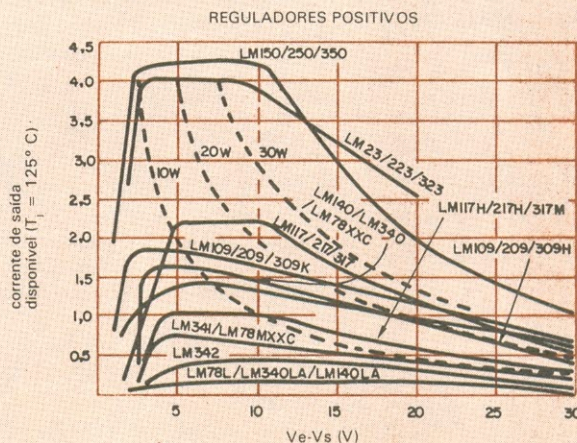


Fig 4



Nessas condições, as resistências térmicas encontram-se no pior caso possível. No manual, o 7805C acusa os valores  $\theta_{JC} = 4^\circ \text{C/W}$  e  $\theta_{JA} = 50^\circ \text{C/W}$ , que o insere, neste exemplo, na condição  $\theta_{JC} < \theta_{JA(\text{total})} < \theta_{JA}$ ; conclui-se que ele poderá ser utilizado, desde que seja implementado com um dissipador adequado.

Para escolher esse dissipador, pode-se considerar sua resistência térmica como:

$$\theta_{SA} = \theta_{JA(\text{total})} - \theta_{JC} = 5,8 - 4 = 2,8^\circ \text{C/W}$$

Para as condições de funcionamento descritas, vamos precisar, portanto, de um dissipador com uma resistência térmica de  $2,8^\circ \text{C/W}$  — um modelo de grandes dimensões e feito para transistores ou reguladores com encapsulamento tipo TO-30 (aquele usado no 2N3055), diferente do invólucro usado no 7805C que escolhemos. Em outras palavras, a faixa de operação desse projeto ficou muito crítica, inviabilizando sua implementação prática.

Esse exemplo foi apenas ilustrativo, para demonstrar que é preciso tomar, nesses projetos, mais cuidado do que parece necessário à primeira vista. Lembre-se que, em simples folhetos, os reguladores aparecem apenas com as características mais básicas.

Outro ponto importante refere-se às letras de índice colocadas após a numeração padronizada do integrado, pois um mesmo tipo (ou número) de CI pode apresentar até 4 índices diferentes, com características igualmente distintas. Como já dissemos anteriormente, os cálculos apresentados podem ser aplicados também aos transistores excitadores de saída, usados em muitos tipos de fonte. Para isso, basta aproveitar as curvas características do transistor (em substituição às das figuras 4 e 6, por exemplo), sua curva de dissipação máxima ( $V_{CE} \times I_C$ ) e assim por diante.

**Mais corrente** — Vamos ver, agora, algumas fontes utilizando transistores

excitadores. Nos casos em que é preciso mais corrente do que o regulador escolhido pode dispor, pode ser vantajoso usar um transistor excitador de saída, ao invés de optar por um regulador de potência.

Temos, na figura 7, o circuito básico de um regulador de tensão acoplado a um desses transistores. Para calcular  $R_S$ , temos apenas que fazer a somatória de correntes no nó A, onde  $I_2$  é uma corrente pouco maior à mínima necessária para a operação do regulador e  $I_B$ , a corrente máxima de base, para a máxima corrente de saída. O valor de  $R_S$ , portanto, é dado por:

$$R_S = \frac{V_{BE}}{I_{B \text{ máx}} + I_m}$$

com  $I_{B \text{ máx}} < I_m$

Note que, nessa configuração, o transistor começará a atuar apenas

transistor excitador. Há uma dica prática fundamental para se implementar esse último tipo de fonte: não se deve simplesmente seguir o esquema para fazer a montagem, seja ela feita ou não em circuito impresso, pois devido às altas correntes envolvidas, sempre surgirão quedas de tensão indesejáveis nas conexões do circuito. Assim sendo, os terminais "comum" e "saída" do regulador deverão estar ligados exatamente nos pontos de saída da fonte. Em alguns casos, quando a fonte é modular e ligada através de conectores, costuma-se ligar os terminais do regulador **depois** dos conectores de saída, evitando a queda de tensão nos contatos desses conectores.

É importante frisar, ainda, que todas essas considerações são válidas para outras fontes reguladas, fixas ou variáveis, discretas ou não, como já dissemos no início desta matéria.

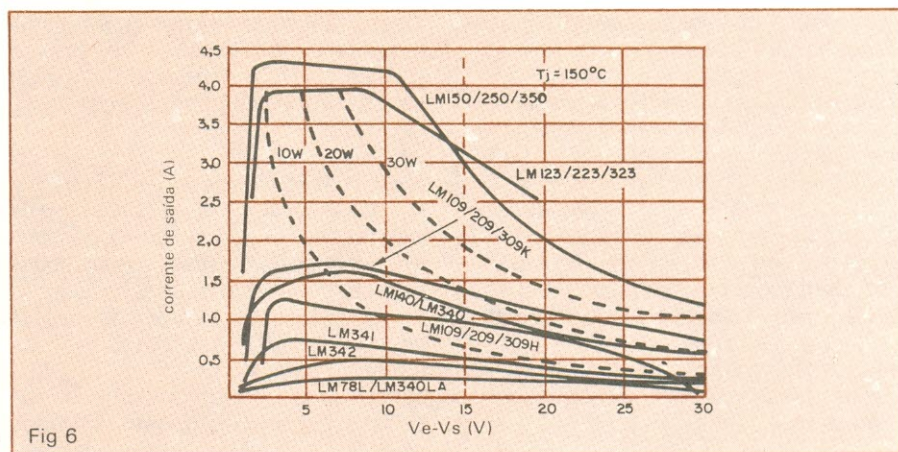


Fig 6

quando a corrente requerida produzir, em  $R_S$ , uma tensão da ordem de  $V_{BE}$ . Como se vê, é uma solução bastante simples para elevar a capacidade de corrente de uma fonte de alimentação; por outro lado, ela começa a ter limitações quando a corrente de saída ultrapassa um certo nível (cerca de 2 A), pois a corrente de base começa a ficar significativa frente à corrente de manutenção do regulador, produzindo um efeito contrário ao inicialmente desejado.

Para resolver esse problema, acrescenta-se mais um transistor, como ilustra a figura 8. Nessa configuração, pode-se ter correntes de até 10 A, já que o circuito é melhor elaborado. Em substituição à Q1 da figura 7 temos agora o conjunto formado por dois transistores e um resistor, equivalente a um transistor PNP de potência, com ganho de corrente bem maior. O resistor  $R_1$  tem a função de dissipar potência, fazendo Q2 funcionar mais "frio".

Outra característica importante dessa montagem é que, agora, a corrente de manutenção é fornecida diretamente através de  $R_3$  e  $D_1$ , independentemente do

**Protegendo** — Os reguladores integrados vêm normalmente com uma proteção interna contra sobrecarga, que atua sempre que a temperatura de junção atinge cerca de  $170^\circ \text{C}$ , evitando sua destruição por aquecimento excessivo. Poderíamos então concluir que maiores cuidados são dispensáveis; o que não é verdade, pois quando a saída for curto-circuitada, a corrente de entrada poderá assumir valores (dependendo do circuito regulador) de até três vezes o da corrente de saída, sobrecarregando assim o circuito do transformador e retificador.

Isto ocorre porque a limitação de cor-

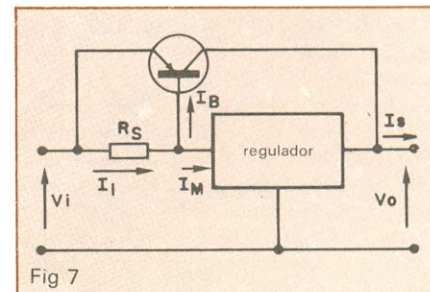


Fig 7

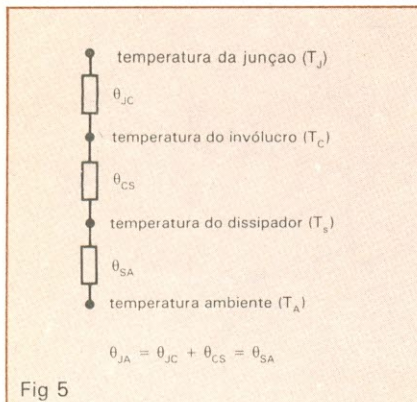


Fig 5



rente nesses dispositivos utiliza a junção base-emissor de um transistor para determinar o limite de corrente — já que o coeficiente de temperatura dessa junção, combinado ao coeficiente de resistores internos, dá uma variação total da ordem de  $-0,5\%/^{\circ}\text{C}$  no limite de corrente. Temos, portanto, a  $25^{\circ}\text{C}$ , um limite muito acima da corrente típica.

Para esclarecer melhor, vamos exemplificar: suponhamos que um certo regulador tenha uma corrente nominal de 1 ampère; normalmente, ele terá um limite de corrente de até 3 ampères, se estiver operando a  $25^{\circ}\text{C}$ . Nessas condições, porém, apesar de suportar o acréscimo de corrente, ele irá “puxar” mais corrente do conjunto transformador/retificador, podendo danificá-lo.

Para resolver esse problema, existem duas soluções: ou utiliza-se fusíveis na entrada, ou, então, o tamanho mínimo possível de dissipador, projetado para operação normal. Assim, quando houver uma condição de sobrecarga ou curto-circuito, o sistema regulador/dissipador permitirá uma elevação rápida da temperatura e, conseqüentemente, uma atuação da proteção interna sem sobrecarga da entrada da fonte.

Para fontes discretas, o normal é utilizar, como foi proposto para a fonte sugerida na primeira parte deste artigo, uma amostragem de corrente de saída, por meio de um resistor *shunt* de baixo valor — que tem a função de “desligar” a etapa de potência quando necessário. Outra proteção discreta bastante utilizada é a do SCR ligado como na figura 9, também empregando um resistor para amostragem da corrente. Os demais tipos de proteção existentes usam, em geral, esses mesmos princípios básicos.

**Combatendo o ruído** — Em certas aplicações especiais, como circuitos analógicos de precisão e alguns circuitos digitais, existe a preocupação adicional com os eventuais ruídos presentes na saída da fonte. Quando se trabalha com reguladores integrados, esse tipo de problema é praticamente inexistente, pois a rejeição do *ripple* de entrada é de no mínimo 60 dB — um nível considerado bastante elevado em projetos de fontes.

Por outro lado, os reguladores podem apresentar ruídos devidos a variações bruscas de linha ou de carga, já analisadas no início deste artigo e cuja solução é a utilização de um capacitor de saída (de tântalo, se possível). É pre-

## Dados adicionais sobre filtros

*Em resposta a consultas de nossos leitores, estamos apresentando aqui alguns dados complementares para a primeira parte da matéria. A principal dúvida refere-se ao cálculo da corrente eficaz requerida no secundário do transformador. Como sua análise é bastante complexa, faltou apresentarmos uma tabela prática, que pode ser utilizada normalmente em projetos de fontes tradicionais. No exemplo dado no primeiro artigo, a fonte sugerida é de 2 A; desse modo, de acordo com a tabela abaixo, para transformadores com derivação cen-*

*tral a corrente deve ser de  $1,2 \times 2 = 2,4\text{ A}$ ; e no caso de ponte retificadora,  $1,8 \times 2 = 3,6\text{ A}$ .*

*O valor de  $V_{\text{ref}}$  não é arbitrário, mas sim o resultado da queda de tensão no retificador; no caso (figura 1), deve ser considerado como 0,7 V. Por fim, para o cálculo do capacitor, deve-se considerar que a corrente RMS de ondulação sobre ele não é igual à corrente CC na carga. Na verdade, a corrente de ondulação é 2 ou 3 vezes maior que a corrente de carga; por isso, adota-se um multiplicador médio de 2,5 para o cálculo.*

retificador	tipo de filtro	corrente RMS no secundário do trafo
derivação central	bobina	$0,7 \times \text{corrente CC}$
derivação central	capacitor	$1,2 \times \text{corrente CC}$
ponte	bobina	corrente CC
ponte	capacitor	$1,8 \times \text{corrente CC}$

ciso ter cuidado, ainda, com oscilações que podem gerar ruído de alta frequência; ele pode ser eliminado com o auxílio do capacitor já citado e de outro, colocado na entrada do regulador. Dependendo do tipo de regulador, o próprio fabricante fornece os tipos e valores

desses capacitores contra ruído.

Existem ainda diversas outras considerações e dicas que poderiam ser comentadas sobre ruído e demais itens desta matéria. Nossa redação está aberta a comentários, dúvidas e sugestões que poderão suscitar respostas

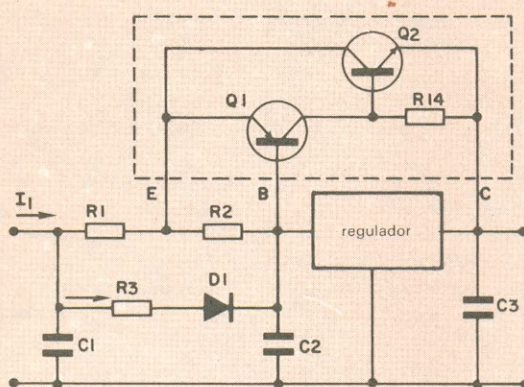


Fig 8

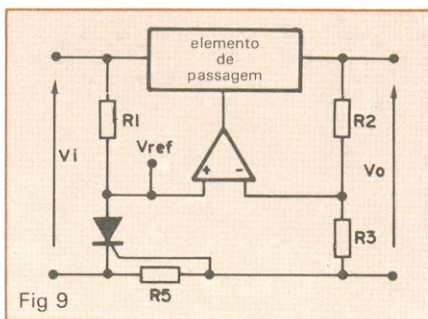


Fig 9

pela seção de cartas ou, ainda, artigos inteiros. A última grande dica de projeto que oferecemos é a seguinte: nunca se deve montar uma fonte de alimentação diretamente; é preferível montar primeiramente um protótipo e submetê-lo a todas as condições possíveis de operação — variação de carga, linha, temperatura, sempre monitorando a saída, atentos a eventuais oscilações ou ruídos, efetuando empiricamente as correções, através de filtros adequados. ●



# Alguns circuitos para multiplicar a tensão

Quando há necessidade de usar uma tensão maior que a disponível, para alimentar um circuito, a solução é recorrer a um multiplicador de tensão

**A** pesar dos circuitos transistorizados utilizarem tensões baixas, quase sempre inferiores à tensão da rede elétrica local (110 ou 220 V), há casos em que se necessita, mesmo usando transistores, operar com tensões mais elevadas. Por exemplo, para excitação de tubos de raios catódicos de osciloscópios, cinescópios etc.

**Uso de transformadores** — A maneira mais óbvia e direta de obter uma elevação de tensão, quando alternada, é utilizar um transformador elevador. Quando uma tensão atua no primário, no secundário se obtém uma outra tensão que, no caso do transformador elevador, será maior que a primeira. Assim, de uma rede de 110 ou 220 volts é possível obter-se tensões no secundário de valores de até 20 mil ou mais volts.

Um inconveniente dos transformadores é o seu custo. Outro é o espaço que ocupam, além do peso. A necessidade de utilizar um núcleo de ferro-silício obriga a um dimensionamento amplo do transformador e isto, além do espaço, implica em custos.

Como vantagem principal, oferecem um funcionamento simples, confiável e efetivo.

Quando se precisa de uma tensão elevada, maior do que a existente na rede local e que, além disto, seja de corrente contínua, uma solução adequada é o uso de um circuito multiplicador de tensão.

Com uma tensão alternada aplicada à entrada do circuito — que consta de semicondutores (diodos) e capacitores —, à saída obtém-se uma tensão mais elevada e já retificada. Assim, elimina-se a necessidade do volumoso e caro transformador.

**Duplicação em ponte (circuito de Latour)** — Na figura 1 temos a disposição clássica de um circuito duplicador de

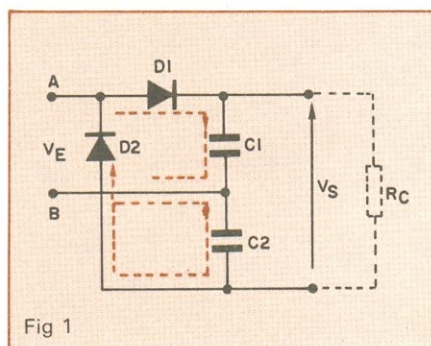


Fig 1

Circuito duplicador de tensão de Latour.

tensão. Este, além de duplicar a tensão da rede, já a entrega retificada. O funcionamento teórico do duplicador é o seguinte: considerando que na entrada do circuito atua uma tensão alternada — isto é, composta de semiciclos de polaridade positiva e de semiciclos de polaridade negativa —, durante o meio ciclo positivo (em relação à polaridade do diodo), D1 conduz e deixa passar o sinal. A corrente contínua produzida pela ação retificadora do diodo faz o capacitor C1 carregar-se. O diodo D2 não conduz porque está ligado em posição inversa a D1 e, portanto, o catodo, ao receber um potencial positivo, não permite a passagem da corrente. O capacitor C1 é carregado até o valor máximo da tensão alternada, isto é, a  $V_{ef} \times \sqrt{2}$ , o que dá, para uma rede de 110 V, 115 V.

No semiciclo seguinte, que é negativo em relação ao primeiro, D1 não conduz (está bloqueado, porque agora o seu anodo está negativo) e quem recebe o pulso é D2, que o retifica. Devido a esta retificação, o capacitor C2 é carregado também segundo o valor de pico da tensão da rede ao qual nos referimos há pouco.

Observando a figura 1, verificamos que os capacitores estão em série e, portanto, as cargas de ambos se so-



mam, obtendo-se duas vezes o valor de pico nos terminais dos mesmos. Ou seja,  $V_s = 2 V_{pico}$ , o que, no caso da rede ser de 220 volts, resulta numa tensão retificada de 622 volts ( $2 \times 220 \sqrt{2}$ ); e, para uma rede de 110 volts, nos dá um valor de 310 volts. Os leitores devem notar que se houver uma carga (consumo), a tensão diminuirá.

Na figura 2 temos a forma de onda da tensão obtida à saída de um duplicador como mostrado na figura 1, cuja entrada é um sinal com frequência de 60 Hz. Verifica-se que a frequência da ondulação residual é igual ao dobro da frequência da tensão de entrada. O fator de forma (F), que é a relação entre o valor eficaz e o valor médio da corrente de saída ( $F = I_{ef}/I_{med}$ ), diminui quando a drenagem no duplicador aumenta.

**Escolha dos componentes** — Como é fácil observar, os diodos devem suportar, em polarização inversa, duas vezes a tensão de pico aplicada à entrada. A tensão de trabalho dos capacitores também é  $V_{pico}$ , mas durante a carga, a corrente absorvida por eles reduz a tensão presente nos seus terminais, resultando em uma diminuição correspondente na saída.

Quanto maior for a capacitância de C1 e C2, menor será a redução na tensão de saída e melhor será a **filtragem** da tensão retificada. Nos casos de duplicadores, é normal a utilização de valores de 1.000  $\mu F$  para C1 e C2.

**Duplicadores de tensão inversa (duplicador de Schenkel)** — A figura 3 mostra o circuito de um outro duplicador de tensão. À semelhança do duplicador de Latour, também utiliza dois diodos e dois capacitores; estes, porém, não são dispostos em série.

O funcionamento do duplicador de Schenkel fica mais fácil de ser entendido se, em lugar de começarmos pelo semiciclo positivo, iniciarmos as explicações pelo semiciclo negativo. Durante a parte negativa (ponto A negativo), o diodo D2 fica bloqueado, porque seu anodo está negativo; mas D1 está em estado de condução e permite a passagem da corrente, que carrega C1 até o valor de pico da tensão da rede.

Quando ocorre o meio ciclo positivo (ponto A positivo), D1 não conduz, mas D2 sim. Pode-se observar na figura 3 que o anodo de D2 recebe um potencial igual à soma da tensão da rede com a carga do capacitor C1. Para o

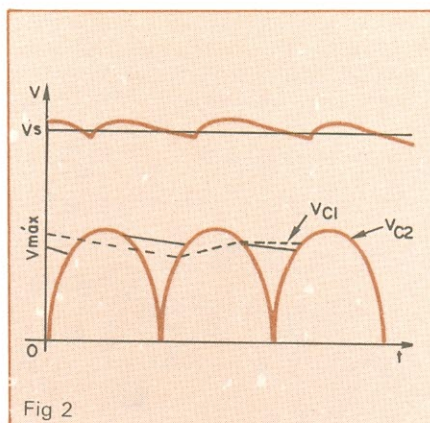


Fig 2

Forma de onda da tensão na saída do duplicador.

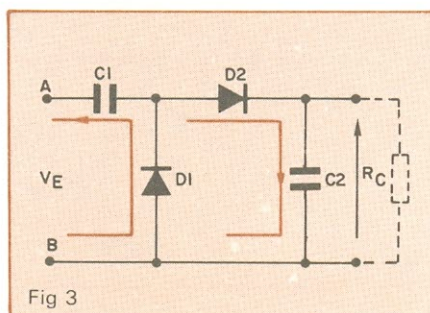


Fig 3

Circuito duplicador de tensão de Schenkel.

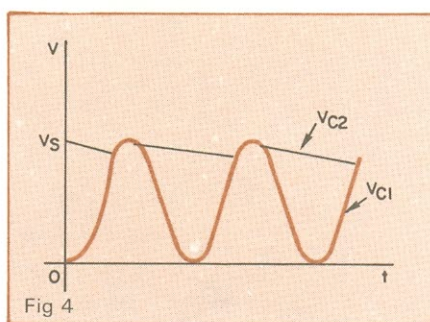


Fig 4

Representação da tensão de saída do duplicador de Schenkel.

diodo D2, é como se a tensão da rede tivesse duplicado e C2 fica carregado a uma tensão igual a duas vezes o pico da rede. Durante a carga de C2, o capacitor C1 perde parte de sua carga para recarregar-se no semiciclo negativo seguinte.

A figura 4 é a representação da forma de onda da tensão de saída obtida com a montagem duplicadora de tensão, para um final de frequência da rede (60 Hz).

A tensão nos terminais de C2 não é

constante, porque este se descarrega sobre RC quando o diodo D2 não está conduzindo. A frequência de ondulação é a da rede, e o fator de forma da corrente de alimentação é da mesma ordem de grandeza que no duplicador de Latour.

No circuito de Schenkel há um ponto comum com a rede, o que obriga a um isolamento cuidadoso e não permite nenhuma ligação à terra. O método mais seguro de prevenir acidentes é utilizar um transformador na entrada, de relação 1:1. Além deste inconveniente, a tensão de ondulação deste duplicador é maior do que no circuito anterior.

**Escolha dos componentes** — No circuito de Schenkel os diodos devem suportar uma tensão inversa igual ao dobro da tensão de pico da rede. O capacitor C2 deve agüentar uma tensão de serviço de ao menos duas vezes o valor de pico da entrada e C1 deve ser especificado para tensão de serviço igual ao pico de entrada. C1 recebe uma corrente inversa elevada, de modo que pode apresentar aquecimento. O desempenho do circuito praticamente depende da qualidade desses capacitores. Na tabela 1 temos as tensões máximas para os diodos D1 e D2 e os capacitores C1 e C2, em ambos os duplicadores descritos.

Os circuitos são, em geral, ligados diretamente à rede, sem transformadores de isolamento. Com o auxílio de um determinado número de comutações, é possível passar de 110 para 220 volts, fazendo os duplicadores funcionarem como retificadores de meia onda, como se pode observar na figura 5.

**Valores efetivos dos duplicadores** — A tensão de saída nos dois duplicadores descritos dependem dos seguintes fatores: 1) consumo da carga (RC); 2) resistência do gerador (Rg — ver figura 6); 3) valor dos capacitores duplicadores; 4) frequência da rede. Com relação a esse último fator, quanto mais elevada for a frequência da rede, mais próxima de  $V_{2máx}$  será a tensão obtida à saída. É por esta razão que, em muitos circuitos, os duplicadores de tensão são alimentados por um oscilador de alta frequência (60 kHz, por exemplo).

O gráfico da figura 6 permite determinar esses parâmetros em função da tensão de saída que se pretende obter. Nessa família de curvas deve-se escolher o valor de  $R_g/R_c$  na parte reta das



curvas, a fim de obter um funcionamento estável do circuito.

**Quadruplicadores de tensão** — Pelo explicado, o princípio dos duplicadores de tensão consiste em carregar, separadamente, cada capacitor do circuito e depois descarregá-los em série, de modo que a tensão obtida seja a soma das cargas presentes em ambos. Este princípio não se aplica apenas aos duplicadores de tensão. Também pode ser utilizado para quadruplicar tensão. A figura 7 ilustra um circuito típico para realizar essa função.

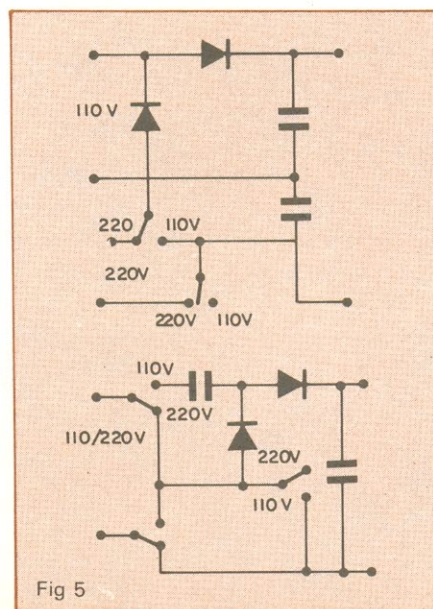
Vejamos o funcionamento básico do

### Parâmetros dos duplicadores de tensão

TABELA 1

parâmetro tipo	Latour	Schenkel
$V_{R\text{máx. D1}}$	2 Emáx.	2 Emáx.
$V_{R\text{máx. D2}}$	2 Emáx.	2 Emáx.
$V_{S\text{máx. C1}}$	Emáx.	Emáx.
$V_{S\text{máx. C2}}$	Emáx.	Emáx.
freq. da ondulação	$2 \times f_{\text{rede}}$	$2 \times f_{\text{rede}}$
E = valor da tensão na montagem Schenkel		

quadruplicador. Quando o terminal de entrada (B) está no semiciclo positivo, o diodo D2 conduz e o capacitor C1 se carrega a um valor igual a  $V_{\text{pico}}$ . O diodo D3 está bloqueado. Na sequência do próximo meio ciclo, o ponto B fica



Comutação dos duplicadores para operação em 110/220 V.

negativo e A positivo. Quando B volta a ser positivo (já com C1 carregado no valor  $V_{\text{pico}}$ ), a corrente passa por C4, D4 e C2, para atingir o ponto A. A tensão da fonte carrega C4, mas C2 está carregando no mesmo sentido de  $V_{\text{pico}}$ , de maneira que a tensão em C4 é a soma destas tensões ( $V_{\text{fonte}} + V_{\text{C1}}$ ), ou seja,  $2 V_{\text{pico}}$ .

Quando A volta a ser positivo (com C2 já carregado ao valor de  $V_{\text{pico}}$ ), abre-se um outro caminho para a corrente, através de C1, D1 e C3, até alcançar o ponto B. A tensão é sempre igual a  $V_{\text{pico}}$  da fonte e, como C1 é carregado na mesma tensão de  $V_{\text{pico}}$ , C3 irá se carregar com a soma destas duas tensões, isto é,  $2 V_{\text{pico}}$ .

O total da saída será a soma das tensões nos terminais de C3 e C4, o que resulta em quatro vezes a tensão de pico da fonte. Neste circuito, cada diodo precisa suportar uma tensão inversa igual a duas vezes o valor de pico da rede. C1 e C2 devem ter uma tensão de serviço igual ao pico da rede e C3 e C4 terão que ser especificados para, pelo menos, o dobro da tensão do pico da rede. Da mesma maneira que nos circuitos duplicadores, a tensão de saída diminui quando há consumo de corrente e esta queda está diretamente relacionada à capacitância dos capacitores utilizados.

Observe, na figura 8, um quadruplicador constituído por dois circuitos duplicadores Schenkel.

**Multiplicadores de tensão (circuito Greinacher)** — Se vários duplicadores

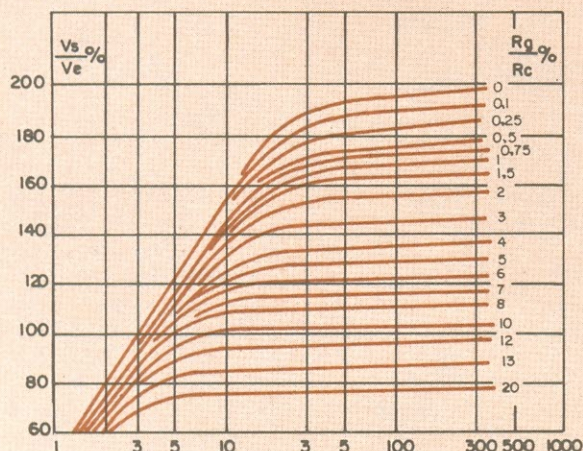
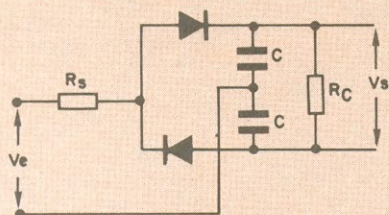


Fig 6

A tensão  $V_s$  depende do valor dos resistores escolhidos.

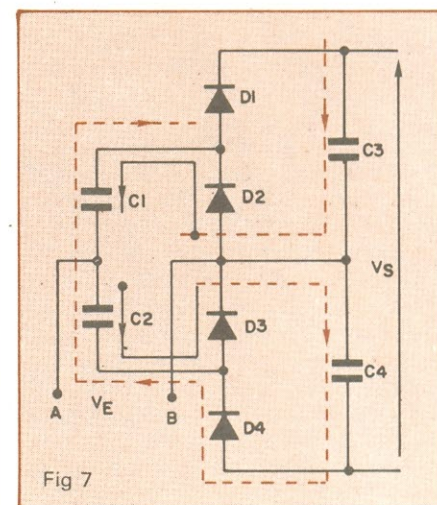


Fig 7

Circuito típico de um quadruplicador de tensão.



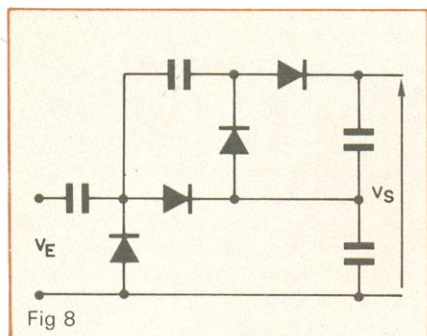


Fig 8  
Quadruplicador formado por dois duplicadores Schenkel.

de Schenkel forem ligados em seqüência, teremos o que se denomina de multiplicador de tensão em "escada". A figura 9 mostra um multiplicador com seis vezes a tensão de pico de entrada.

Pelo princípio de funcionamento que vimos anteriormente, o capacitor C1 será carregado com a tensão de Vpico. Deste modo, obtém-se os múl-

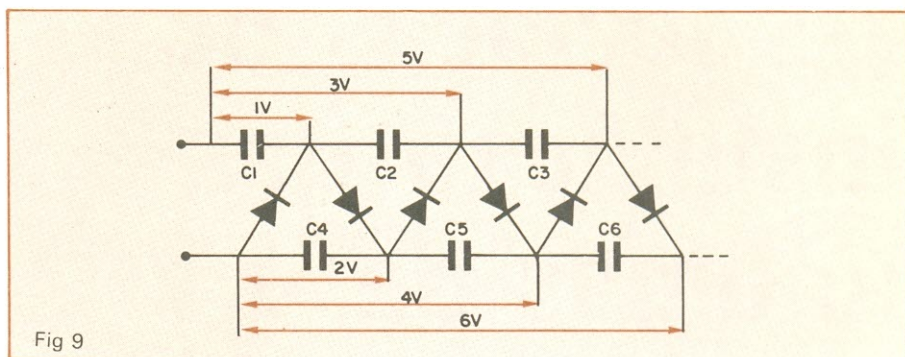


Fig 9

Multiplicador constituído por vários duplicadores em cascata.

tiplos inteiros de Vpico, ou seja, 1 Vpico, nos terminais de C1, 2 Vpico nos terminais de C4, 3 Vpico nos terminais de C1 + C2, e assim por diante.

**Aplicação dos elevadores de tensão**  
— Os elevadores de tensão, sejam eles duplicadores ou multiplicadores, têm inúmeras aplicações em eletrônica, como, por exemplo, para as altas

tensões de cinescópios, tubo de raios catódicos; porém, também têm utilização em outros circuitos. A regulação de fontes multiplicadoras não se compara à regulação conseguida nas fontes clássicas. Porém, utilizando um circuito criterioso, com capacitores de elevados valores, é possível atingir um resultado bem satisfatório, com economia notável no custo. ●



# Curso ALADIM

formação e aperfeiçoamento profissional  
cursos por correspondência:

- TÉCNICAS DE ELETRÔNICA DIGITAL
- TV A CORES
- ELETRÔNICA INDUSTRIAL

- TV PRETO E BRANCO
- TÉCNICO EM MANUTENÇÃO DE ELETRODOMÉSTICOS

## OFERECEMOS A NOSSOS ALUNOS:

- 1) — A segurança, a experiência e a idoneidade de uma Escola que em 23 anos já formou milhares de técnicos nos mais diversos campos de Eletrônica;
- 2) — Orientação técnica, ensino objetivo, cursos rápidos e acessíveis;
- 3) — Certificado de conclusão que, por ser expedido pelo Curso Aladim, é não só motivo de orgulho para você, como também é a maior prova de seu esforço, de seu merecimento e de sua capacidade.

**TUDO  
A SEU FAVOR!**

Seja qual for a sua idade  
seja qual for o seu nível cultural  
o Curso Aladim fará de você  
um técnico!



Remeta este cupom para: CURSO ALADIM

R. Florêncio de Abreu, 145 — CEP 01029 — São Paulo — SP  
solicitando informações sobre o(s) curso(s) abaixo indicado(s):

- |   |  |
|---|--|
| <input type="checkbox"/> Eletrônica Industrial          | <input type="checkbox"/> TV Preto e Branco                         |
| <input type="checkbox"/> Técnicas de Eletrônica Digital | <input type="checkbox"/> Técnico em Manutenção de Eletrodomésticos |
| <input type="checkbox"/> T V C                          |  |

Nome .....  
Endereço .....  
Cidade ..... CEP ..... Estado .....



# As técnicas de instalação das antenas de TV

Uma breve introdução teórica e tudo sobre como instalar as antenas de TV, inclusive as coletivas

**A** pesar do crescente número de telespectadores e ouvintes de FM, ainda são poucas as pessoas que, ao comprarem um equipamento de som, videocassete ou televisão, dão a devida importância às antenas.

Pensando nisso, resolvemos elaborar um artigo para abordar da forma mais completa possível o assunto, mas, ao mesmo tempo, acessível a todos. Também procuramos o enfoque mais prático, para facilitar a compreensão e caracterizar o espírito "faça você mesmo".

**Escolha da antena** — É difícil determinar uma série de normas para a escolha de antenas; são vários, e bem diferentes, os fatores a se levar em consideração, relacionando-se sobretudo com o lugar onde será feita a instalação.

Nas grandes cidades, normalmente os sinais são fortes, não oferecendo grandes problemas para a colocação das antenas. A coisa complica quando se trata de receber vários canais, ou quando o sinal é muito fraco.

Vamos começar pela análise das diversas antenas disponíveis. Encontramos os seguintes tipos, no mercado:

a) *Antenas internas* — Geralmente resolvem o problema de recepção de forma econômica nos lugares onde o sinal é forte. Têm a grande vantagem de, com uma simples mudança de posição, proporcionar uma imagem razoável.

b) *Antena externa multibanda* — São basicamente de dois tipos: um para regiões urbanas e suburbanas e outro para recepção a longa distância. Há, ainda, variações entre esses modelos conforme a particularidade da região onde se pretende instalar a antena. Essas antenas são dimensionadas para receber da melhor forma possível todos os canais de televisão e FM.

c) *Antena externa monocanal* — São construídas especificamente para receber as frequências de um único canal.

d) *Antena externa banda I (canais 2, 3, 4, 5, 6), banda II (FM) e banda III (canais 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13)* — Nestas se conseguiu unir as características de uma antena de faixa larga com as de uma

monocanal Yagi. Assim, quando se tem vários canais de uma mesma banda, chegando de uma mesma direção, é possível captá-los com uma só antena.

e) *Antena externa de UHF* — São antenas projetadas para as localidades que recebem os sinais de retransmissoras de UHF.

f) *Antena externa de FM* — Normalmente do tipo Yagi, são indicadas para médias e longas distâncias. Existem também modelos para recepção local, como as circulares do tipo omnidirecional.

## Características básicas das antenas

— As antenas de televisão têm as mesmas características como transmissoras ou receptoras com variação apenas na construção mecânica. As principais características que vão permitir a comparação entre os diferentes tipos de antena do mercado são:

a) *Ganho* — O ganho de uma antena é um dado comparativo. É a relação entre a energia captada por uma antena e a energia captada por um dipolo, ou antena padrão, nas mesmas condições de teste. Frequentemente é expressa em décibéis: um ganho de potência de dez significa que a antena em questão é dez vezes mais eficiente do que o dipolo padrão.

b) *Impedância de entrada* — É a resistência apresentada nos bornes de entrada, na frequência de utilização da antena, e que determina a impedância da linha transmissora a ser utilizada. O correto "casamento" de impedância da antena à linha transmissora é importantíssimo. Como sabemos, uma antena receptora é um pequeno gerador de tensão, que somente entrega toda a energia captada ao receptor de TV ou FM quando há um perfeito "casamento" de características com a linha de transmissão. Quando esta condição não é satisfeita surge uma onda estacionária, que provoca a formação de imagens duplas (fantasmas) — nada mais do que a sobreposição da onda original com sua reflexão atrasada no tempo.

c) *Diretividade ou direcionalidade* — É a propriedade de uma antena de captar melhor os sinais provenientes de uma direção do que de outra. Tal característica é muito importante por que a própria antena rejeita sinais provenientes de direções diferentes daquelas de onde provém o sinal de estação sintonizada e, com isso, elimina reflexões que possam criar "fantasmas". A dire-



cionalidade de uma antena é consequência da sua construção, ou seja, do tipo e do número de elementos utilizados.

Para tornar mais prática a visualização da direcionalidade em relação às outras características, introduziremos os conceitos de ângulo de abertura e relação ântero-posterior.

d) *Relação ântero-posterior ou frente-costa* — É a diferença entre a tensão captada no sentido de máxima direcionalidade com relação à do sentido oposto. Quanto maior for essa diferença, melhor será a antena, pois ela captará muito mais energia pela frente do que por trás, o que é essencial para a eliminação de “fantasmas”.

e) *Diagrama de irradiação* — Mostra a potência absorvida pela antena em função do ângulo de incidência. Os diagramas são usualmente apresentados na forma gráfica, como indica a figura 1. Supõe-se que a antena esteja no centro do gráfico e as características de recepção (ou transmissão) são colocadas em um círculo de 360 graus ao redor.

As formas dos lóbulos, que compõem o gráfico indicam as propriedades direcionais da antena. Como se pode notar, a antena da figura 1 é do tipo bidirecional, pois apresenta lóbulos iguais nas direções frontal e traseira.

No gráfico observamos ainda que foi

traçado um arco, a partir do raio de zero grau, na distância correspondente a 70,7% (– 3dB), até atingir o limite lateral do lóbulo. Em um diagrama de irradiação de tensão a distância de 70,7% (– 3dB) determina um ponto conhecido como ponto de meia potência e representa a largura máxima do lóbulo. O ângulo indicado neste ponto é conhecido como ângulo de abertura; no caso, ele vale 50 graus.

f) *Lóbulos* — Para avaliação de uma antena são suficientes dois planos do diagrama tridimensional de irradiação: o plano horizontal e o vertical, representados pelos lóbulos vertical e horizontal na figura 2.

Nos diagramas de irradiação é importante notar a existência ou não de lóbulos laterais, partes do diagrama que se formam na região inferior e ao lado do lóbulo principal. Uma antena com esses lóbulos nunca será satisfatória em condições precárias de recepção, porque pode captar ondas refletidas das mais variadas direções. A figura 3 mostra um diagrama de irradiação onde aparecem claramente esses lóbulos.

g) *Polarização* — É o sentido em que são transmitidas ou recebidas as ondas eletromagnéticas, podendo ser fundamentalmente horizontal, vertical ou circular.

Desde o início das transmissões de televisão, um dos maiores problemas tem sido a formação de duplas imagens. As antenas Yagi, de alto ganho, constituíram um passo importante para a solução deste problema. E, há aproximadamente 10 anos, nos Estados Unidos, a American Broadcasting Company começou a fazer suas transmissões de TV com polarização circular. Concluída a fase experimental do projeto, ficou demonstrado que, para as áreas urbanas, a polarização circular é um grande avanço, pois permite receber os sinais de TV com grande diminuição de reflexões.

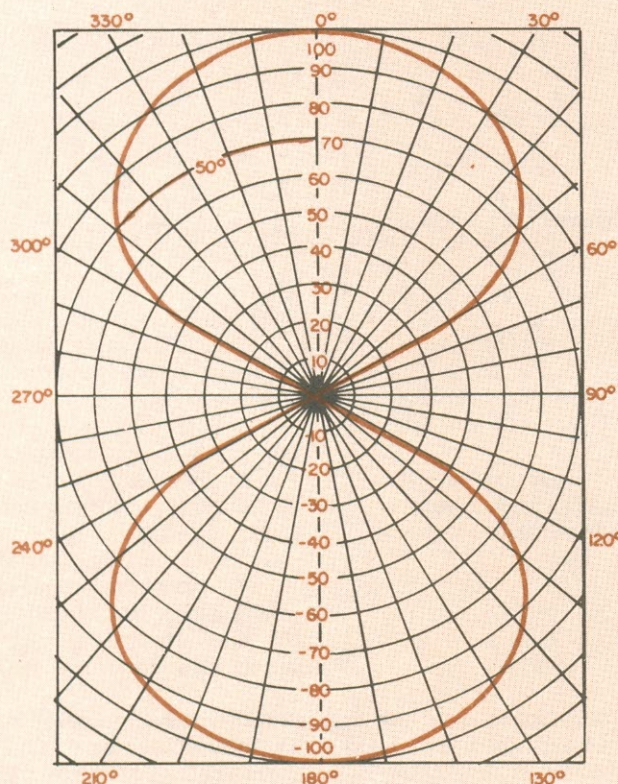


Fig. 1

Diagrama representativo da irradiação de uma antena.

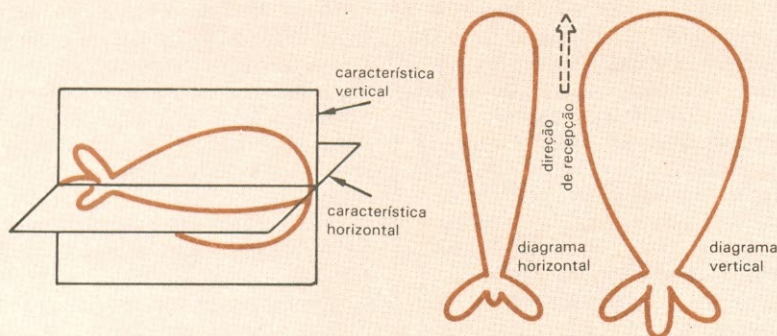


Fig. 2

Lóbulos laterais podem aparecer na parte inferior do diagrama.

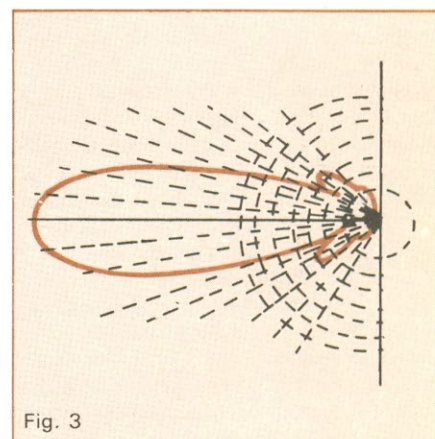


Fig. 3

Os lóbulos representam a irradiação nos planos vertical e horizontal.



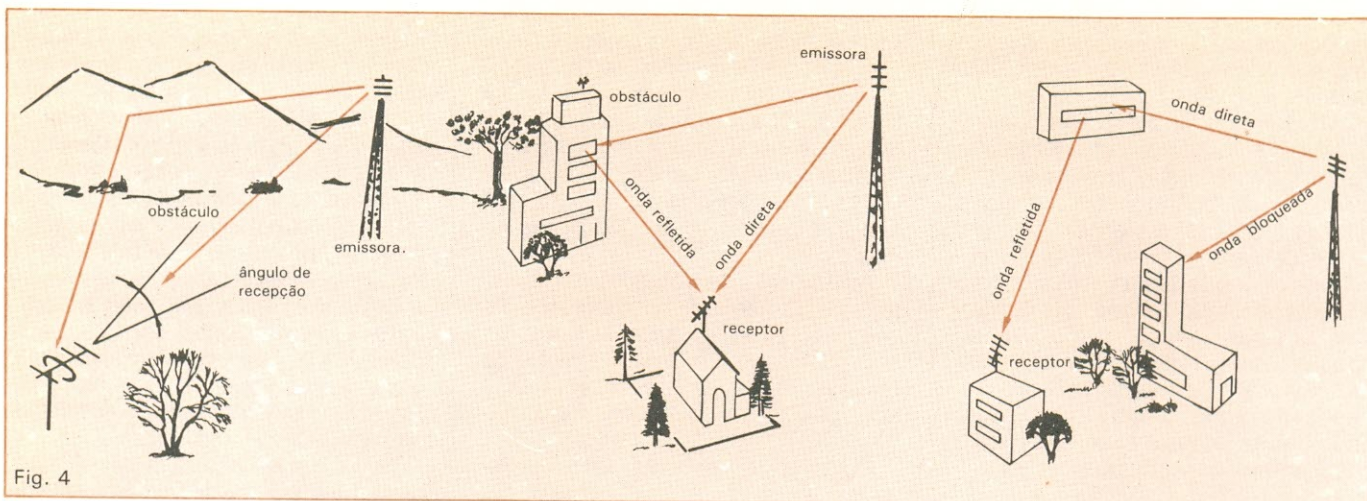


Fig. 4

As imagens "fantasma" aparecem quando o sinal encontra obstáculos.

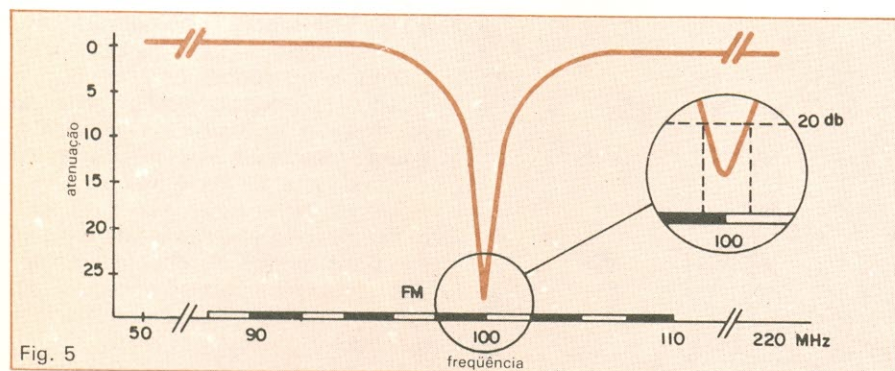


Fig. 5

O filtro armadilha é indicado para locais próximos de uma antena transmissora.

As vantagens da polarização circular em relação aos sistemas mais antigos (polarização horizontal) são: redução de interferência entre canais adjacentes, maior facilidade de orientação das antenas, sinais mais fortes, diminuição do ruído (chuvisco) em áreas marginais, coberturas de áreas maiores e forte redução das duplas imagens. No Brasil, já temos várias emissoras trabalhando com este sistema, o que está sendo a solução para cidades do porte de São Paulo.

**Reflexões** — Como já comentamos anteriormente um dos maiores problemas em televisão são os "fantasmas". Eles aparecem quando recebemos mais de um sinal da emissora, sendo um o sinal direto de recepção e outros produzidos por reflexão em obstáculos como montanhas, serras, prédios, casas etc. A figura 4 permite visualizar bem o que acontece com os sinais.

O próprio instalador também pode provocar reflexões caso instale a antena em frente ou muito próxima de outras antenas. Quando o problema de imagens duplas não está na instalação da antena, com certeza, temos ondas estacionárias na linha de transmissão. Elas são geradas, normalmente, quando o cabo de descida não tem a impe-

dância correta.

A distância do objeto que está gerando as imagens duplas no receptor pode ser determinada aproximadamente pela equação:

$$L = 1,8 \times \frac{A}{B}$$

onde, L = distância procurada em km; A = distância do começo da tela até a imagem real; B = distância do começo da tela até a imagem refletida.

Um sinal externo muito forte também pode causar imagens duplas. Neste caso, o sinal externo se sobrepõe ao gerado pela linha de transmissão, entrando diretamente pela conexão de 300 ohms da TV, pelo rabicho de 300 ohms do simetrizador (dispositivo para transformar a impedância do cabo de 300 para 75 ohms, ou vice-versa) ou também pela própria linha de transmissão, quando esta não tem blindagem suficiente. Nessa situação, a única solução é a de utilizar cabos de maior blindagem.

Em determinadas condições temos, ainda, imagens "fantasma" positivas e negativas. Estas são formadas conforme as imagens direta e refletida atinjam o receptor em fase ou não.

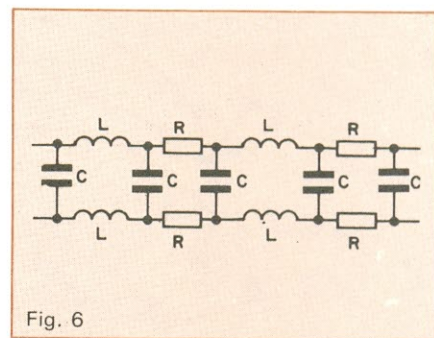


Fig. 6

Representação, em circuito, de uma linha de transmissão.

Quando a recepção se dá em fase, temos uma imagem "fantasma" positiva; e quando acontece defasada, a imagem é negativa.

As formas mais comuns de evitar as reflexões são: girar a antena (apesar da perda de sinal), trocá-la de lugar, colocá-la mais alto e, sobretudo, torná-la mais diretiva (com mais elementos).

**Interferências radioelétricas** — Outro grande problema em instalações de antenas são as interferências radioelétricas, as quais podem ser subdivididas em interferências de origem elétrica e de radiofrequência.

**Interferência de origem elétrica** — Este tipo de interferência se manifesta na tela da TV como uma espécie de chuva de riscas. Como o espectro destas interferências é praticamente infinito, elas acontecem em todos os canais. São provocadas normalmente por descontinuidade de tensão gerada por aparelhos eletrodomésticos, motores elétricos, carros, lâmpadas fluorescentes e linhas de alta tensão em mal estado de conservação.

Eliminar essa interferência é muito difícil, quando não impossível, já que só pode ser evitada ou atenuada nos locais de origem. Pode-se minimizar o



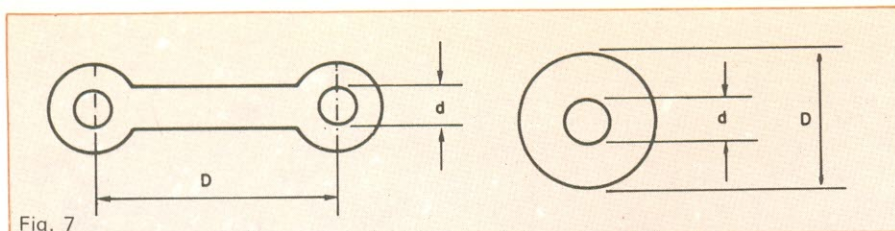


Fig. 7  
Representação física, em corte, de uma linha simétrica e de uma assimétrica.

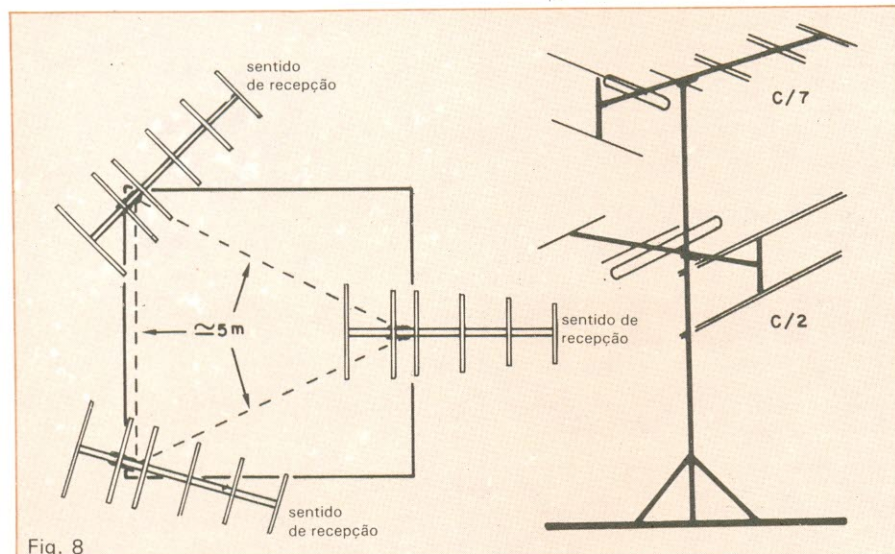


Fig. 8  
Instalação de antenas monocanaís em vários mastros.

seu efeito instalando a antena num lugar onde ela seja menos receptiva às interferências.

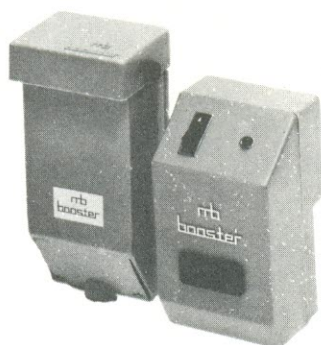
**Interferência de radiofrequência** — Manifesta-se na tela da TV como "S" ("esses") sucessivos. São produzidos normalmente por estações de FM, rádioamadores, bips, aparelhos de eletromedicina, repetidoras, outros canais de TV etc. As causas dessas interferências são de dois tipos. A primeira, mais comum e de solução razoavelmente simples, é quando a instalação está próxima dos transmissores ou osciladores, que acabam saturando os equipamentos por radiofrequência. A solução é identificar a causa e instalar um filtro para a faixa ou frequência perturbadora. Pode acontecer ainda que a perturbação seja da própria emissora de TV, quando instalada dentro da cidade. Neste caso, deve ser colocado um filtro passa-canal.

A figura 5 ilustra o gráfico de atenuação de um filtro armadilha típico, indicado para regiões interioranas onde a emissora local de FM, devido a sua proximidade, sobrecarrega os amplificadores de cabos (*boosters*) saturando-os. Barras horizontais, superposição do som do FM no som da TV, degradação geral da imagem são alguns dos fenô-

# Antenas e Equipamentos Eletrônicos

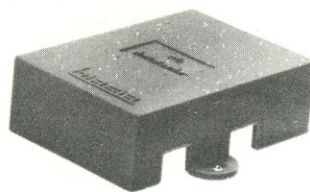
## biasia

A MAIS AVANÇADA LINHA  
PRODUZIDA NO BRASIL



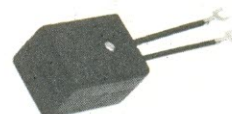
**MB BOOSTER**

VHF	18 - 24 - 36 dB
UHF	18 - 24 dB
FM	24 - 36 dB



**MB DISTRIBUIDOR**

(1 entrada e até 4 saídas)  
300 e ou 75 Ω



**MBT 375/E**

(casador de impedância)  
300 / 75 Ω

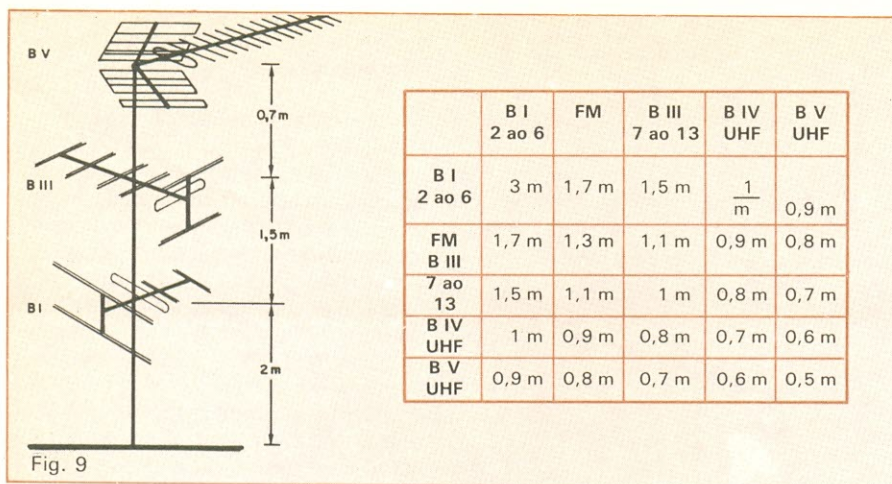
Emendas p/ cabo coaxial,  
trap. p FM/BIP,  
antenas **Gemini • color**

**REVENDEDORES AUTORIZADOS EM TODO BRASIL**

Vendas: R. Cel. Antonio Marcelo, 523 - CEP 03054 - Fone: (011) 291-8422 - SÃO PAULO - SP

Fábrica: R. João de Mello, 245/289 - CEP 08900 - GUARAREMA - SP





Distâncias convenientes devem ser mantidas entre as antenas num mesmo mastro.

menos observados. Ao se utilizar um filtro desse tipo deve-se verificar a frequência fixa mais próxima da que vai ser atenuada.

A segunda fonte de interferência é menos comum. Acontece quando um dos transmissores ou osciladores gera harmônicas e estas caem sobre as faixas de utilização. No caso, só se pode eliminar o problema no local de origem. A solução também é instalar um filtro que deixe passar apenas a frequência desejada ou que corte a harmônica que está interferindo na faixa de utilização.

**Filtros** — São dispositivos constituídos basicamente de indutores e capacitores, que atenuam ou permitem a passagem de determinada frequência. Ao utilizá-los, devemos ter sempre em mente a frequência de passagem e a frequência e atenuação de corte. Obviamente, o filtro será tanto melhor quanto menos atenuação provocar na frequência de passagem.

Os filtros mais utilizados são o passa-canal, corta-canal, passa-banda e corta-banda. Passa significa deixar passar um canal ou banda, cortando as demais frequências. Os de corte barram o canal ou banda determinada, deixando passar as outras frequências.

**Linhas de transmissão** — Dá-se o nome de “linha de transmissão” aos condutores utilizados para transportar a energia elétrica, portadora de alguma informação de um ponto a outro.

O problema da transmissão é fazer chegar, intacta, a um ponto B (receptor) a energia ou informação gerada em A (gerador), uma vez que as linhas de transmissão não são condutores perfeitos. Nelas, sempre teremos perdas.

As perdas são devidas principalmente à resistência ôhmica, à indutância

Tipo de condutor	Secção (mm <sup>2</sup> )		
	Cobre	Ferro ou aço protegido	Alumínio
Fio de arame	35	50	70
Cabo	35	50	70
	I(1)	I(1)	2(1)
Fita	40	60	90
	2(2)	2(2)	3(2)

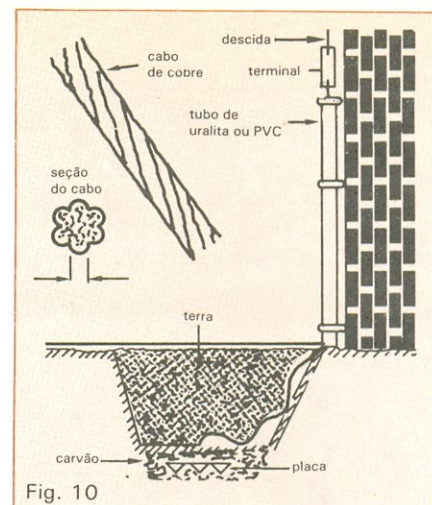
(1) Secção dos fios elementares (mm<sup>2</sup>).  
(2) Espessura (mm). Para construções com uma altura média superior a 20 m, estas dimensões deverão aumentar em 25%.

*Tabela de medidas para ligação do terra, conforme o tipo de cabo escolhido.*

e à capacitância dos cabos. Assim, para reduzir ao máximo as perdas, as linhas de transmissão devem ser as mais curtas possíveis. O circuito da figura 6 representa, de maneira aproximada, uma linha de transmissão para estudo.

**Impedância característica** — A impedância de uma linha de transmissão é dada pela relação  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ , pois há uma série de auto-induções e capacitâncias por unidade de comprimento. Também podemos identificar a impedância de uma linha com o valor da carga que, conectada no seu extremo, é capaz de absorver o máximo de energia. A impedância de uma linha é dada em função do diâmetro e dos dielétricos colocados entre os condutores do cabo. Assim sendo, ela independe do comprimento do condutor.

A figura 7 mostra, em corte, as linhas de transmissão simétrica (fitas) e assimétrica (cabo coaxial). Para se determinar a impedância característica nas linhas simétricas a fórmula é:



Ligação do terra numa residência.

$$Z_0 = \frac{276}{K} \log \frac{2D}{d}$$

E para linhas assimétricas usa-se a fórmula:

$$Z_0 = \frac{138}{K} \log \frac{D}{d}$$

onde  $Z_0$  = impedância em ohms;  $K$  = constante dielétrica do isolante;  $D$  = separação entre condutores ou entre diâmetro interno e diâmetro externo;  $d$  = diâmetro do condutor interno.

**Cabos de descida** — A definição do cabo mais indicado para cada instalação depende da qualidade da imagem que se deseja obter em relação ao custo dos cabos e economia de amplificadores. Deve-se considerar fatores como regularidade de impedância, atenuação, durabilidade etc. Temos duas opções de uso:

**Linha paralela** — Tem baixa atenuação, mas recebe sinais e ruídos não desejados, tais como faíscas das velas de motores, aparelhos eletrodomésticos etc., razão pela qual o seu uso é desaconselhável; também possui alto ROE.

**Cabo coaxial** — É imune a ruídos externos, enviando ao receptor de TV ou FM o sinal puro da antena; tem, porém, uma atenuação maior do que a linha paralela — ao utilizá-lo deve-se escolher sempre o caminho mais curto possível entre a antena e o receptor.

Em sistemas de antenas coletivas normais, o cabo RG-59 B/U, da Pirelli, é uma boa opção, pelo seu baixo preço e boas características de transmissão. Ele é comercializado em duas cores, preto e branco. O preto é para uso no meio externo e o branco para acabamento estético interno. Seu uso no meio externo é desaconselhável.

Em locais de sinais fracos ou com muita interferência, principalmente em



descidas de grande comprimento, os cabos TV Drop 48 e RG-11A/U são os mais indicados.

Fator importante a considerar num cabo é a sua durabilidade. Os raios solares ultra-violeta deterioram rapidamente o plástico isolante das linhas paralelas ou cabos coaxiais. Assim, para uso exterior, deve-se utilizar sempre cabos de cor preta.

**Dados práticos para instalação de antenas** — Ao projetar um mastro para a instalação de antenas, devemos considerar dois pontos importantes: o comprimento e a eficiência mecânica.

**Comprimento** — A utilização de mastros muito compridos não é recomendável. Sempre que possível, é preferível a instalação de vários mastros. O diâmetro e a espessura da parede dos mastros têm relação direta com o comprimento. Comumente, são usados canos de água de 3/4" e 1", galvanizados. Mastros com alturas superiores a três metros devem ser necessariamente de cano de água de 1", amarrados com tirantes.

Na utilização de vários mastros é recomendável deixar uma distância de pelo menos 5 metros entre os mesmos, pois a distância entre eles tem relação direta com o comprimento de onda das antenas utilizadas. A figura 8 ilustra a instalação de antenas monocanais, usando vários mastros.

O lugar da instalação do mastro deverá ser sempre o mais alto possível, e que permita a colocação de tirantes, caso seja necessário.

**Eficiência mecânica** — Dependerá, essencialmente, da climatologia da região onde será instalada a antena. Fatores como ventos, maresia (corrosão), poluição etc. não podem ser desprezados numa boa instalação. Em zonas do litoral, por exemplo, os mastros mais adequados são os de aço inoxidável ou de latão duro; porém, esses são extremamente caros.

Nos locais onde a ocorrência de ventos fortes é frequente, cuidados especiais deverão ser tomados porque uma antena em contínuo movimento causará variação (*fading*) no sinal captado, provocando movimentos constantes da imagem na tela do receptor.

Para evitar esse problema, o mastro da antena deve ser amarrado com tirantes. Estes devem ser colocados a 1/3 da altura total do mastro, sempre em número de três. O ângulo entre o mas-

tro e o tirante deve ser de 30 a 45 graus e o ângulo entre os tirantes de 120 graus. Eles podem ser de cabo de aço, de fio de cobre, de latão ou de alumínio, desde que tenham pelo menos 2 a 3 mm de diâmetro.

É muito importante, também, que o sistema de amarração dos tirantes ao mastro seja feito por meio de abraçadeiras ou disco giratório. A fixação do mastro no telhado, no caso de laje, deve ser feita por meio de um tripé. Se a fixação for na parede, deve ser feita com abraçadeiras ou porta-bandeiras, observando a distância de pelo menos um metro entre os centros.

## A ligação terra é fator importante da instalação de antenas

### Instalação de antenas nos mastros

— Definidos quantos mastros e quantas antenas utilizaremos na instalação, é necessário determinar a distância entre as antenas. A separação mínima entre as antenas é dada em função do comprimento de onda do sinal. Na figura 9 temos tabeladas as distâncias relativas entre antenas instaladas num mesmo mastro. Nas instalações que utilizarem antenas com refletor duplo, a distância entre elas será considerada a partir do próprio refletor.

Recomenda-se também colocar a antena no mastro a uma distância mínima de 2 metros do telhado. Medidas inferiores poderão gerar imagens duplas e reflexões causadas por lajes, caixas de água ou peças metálicas que possam atuar como espelho para sinais de RF. Também, para evitar reflexões, nunca devemos instalar antenas num mesmo plano em mastros de diferentes sentidos de recepção. Nestes casos, deve-se distanciar as antenas de 30 a 40 cm, com relação ao plano de superfície.

Outra recomendação é, ao colocar várias antenas num mesmo mastro, nunca instalar juntas antenas de mesma banda. Por exemplo, é errado instalar no mesmo mastro a antena do canal 2 junto com a do canal 4. Sem-

pre devemos instalar as antenas mantendo a maior distância possível entre canais. No caso da instalação de uma antena coletiva na cidade de São Paulo, por exemplo, o ideal é a instalação de 4 mastros da seguinte forma:

- mastro n.º 1 — antena do canal 2 com a antena do canal 7;
- mastro n.º 2 — a antena do canal 4 com a antena do canal 9;
- mastro n.º 3 — a antena do canal 5 com a antena do canal 11;
- mastro n.º 4 — a antena de FM com a antena do canal 13.

Dentro do que foi exposto, a antena de FM deve ser instalada no mastro número 4 porque a faixa de FM (88 a 108 MHz) fica bem longe do canal 13 (210 a 216 MHz).

**Ligação de terra** — O "terra" da antena se destina basicamente à proteção da instalação (mastro e equipamentos) contra descargas atmosféricas, de maneira similar a um pára-raios. Evita-se, dessa maneira, qualquer tipo de indução parasita perigosa.

Os mastros, bem como a caixa metálica dos equipamentos, são normalmente interligados entre si por fios de cobre de pelo menos 2 mm de diâmetro. A caixa é geralmente metálica, para proporcionar uma blindagem suficiente contra as interferências externas.

A figura 10 mostra a ligação de terra típica. Um buraco de aproximadamente 1 metro de profundidade deve ser feito, dentro do qual coloca-se uma placa de cobre ligada ao fio terra da estrutura metálica. Sobre a placa, joga-se camadas alternadas de carvão coque e terra. O local escolhido para o buraco normalmente precisa ser úmido, para aumentar a condutividade do sistema.

O cabo de interligação do aterramento com a estrutura metálica pode ser um tubo de PVC, para evitar a corrosão, preso à parede por meio de isoladores distanciados a cada 2 metros. O terra das antenas nunca deve ser ligado a canos de água, de gás ou a pára-raios.

**Agradecimento** — Desejamos agradecer a ajuda do diretor da Thevear, Miguel Angel Prieto, que nos forneceu todas as informações necessárias para a elaboração deste trabalho. ●



# Um termostato de múltiplas aplicações

Para o controle de temperatura nos mais diversos locais e ocasiões, este circuito reúne as vantagens da simplicidade e facilidade de ajuste

**A**presento um controle automático de temperatura, para ser usado em estufas, chocadeiras e até em ambientes domésticos. No meu protótipo, a temperatura fica em  $32 \pm 1^\circ\text{C}$  de variação, para uso em uma chocadeira. O circuito consiste em dois comparadores, em cujas entradas são ligados circuitos equilibrados pelos potenciômetros P1 e P2. As variações de temperatura irão desequilibrar esse sistema, provocando a ativação dos comparadores; estes, por sua vez, acionam o *flip-flop* conectado ao TRIAC que comanda a carga  $R_L$  — no caso, uma resistência.

O ajuste de P1 é feito de modo que seu potencial de cursor seja igual a  $V_A$  na presença da temperatura-limite inferior do sistema. Quando a temperatura do local sob controle baixar,

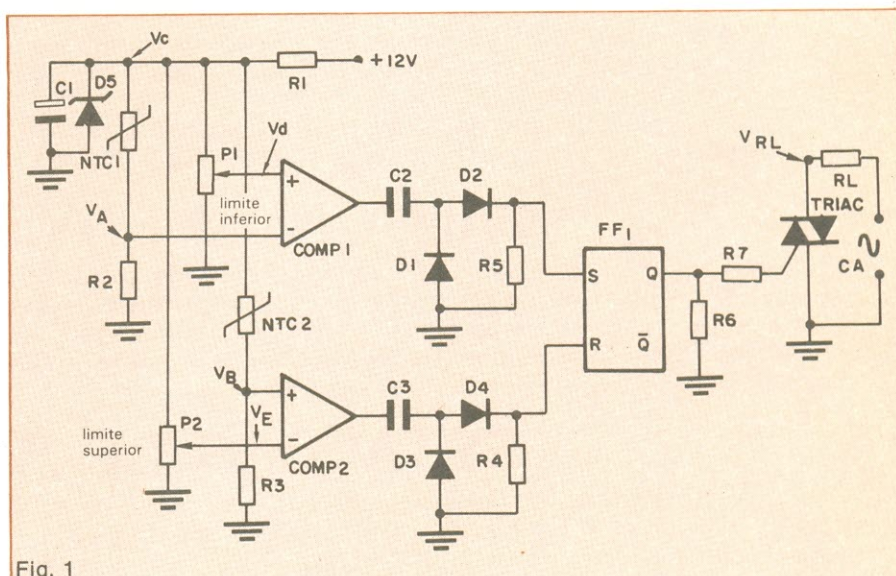


Fig. 1

Esquema completo do termostato, que se baseia no equilíbrio dos dois comparadores.



alcançando o limite inferior,  $V_A$  será inferior a  $V_D$  (devido à elevação da resistência de NTC1); em consequência, a saída de COMP 1 vai para nível alto, ativando a entrada *set* do *flip-flop* por meio do diferenciador e ligando a resistência de aquecimento.

Com o aumento da temperatura, atinge-se o limite superior estipulado para o ambiente. O potenciômetro P2 foi ajustado para que sua tensão  $V_E$  fosse igual a  $V_B$  no limiar do limite superior de temperatura. Ultrapassado esse limite,  $V_B$  será maior que  $V_E$  e COMP 2 irá para o nível alto, ativando a entrada *reset* do *flip-flop* e desativando o aquecedor. O ciclo repete-se indefinidamente, mantendo a temperatura dentro dos limites prefixados.

Para colocar o sistema em operação, aqueci o local a 32°C (poderia ser qualquer outro valor) e, depois, com um termômetro de precisão, passei a ajustar P1 e P2. Utilizei NTCs de 10 k $\Omega$ /25°C.

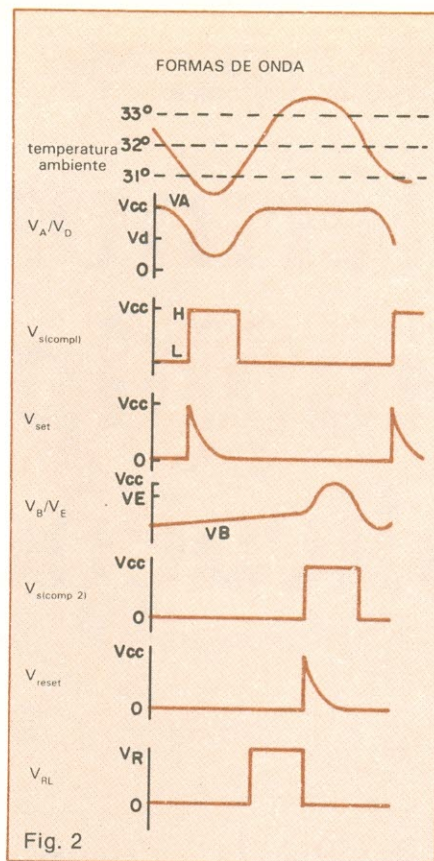


Fig. 2 Formas de onda do termostato.

## Relação de componentes

R1- 1,5 k $\Omega$   
 R2,R3- 10 k $\Omega$   
 R4,R5,R6- 2,2 k $\Omega$   
 R7- 1 k $\Omega$   
 C1- 100  $\mu$ F/25 V  
 C2,C3- 1  $\mu$ F  
 P1, P2- 22 k $\Omega$ , lineares, multivoltas (se possível)  
 D1 a D4- 1N4148  
 D5- 9,1 V/400 mW  
 FF1- qualquer *flip-flop* RS, CMOS  
 CI1- LM339 ou equivalente  
 NTC1,NTC2- 10 k $\Omega$  a 25°C  
 TRIAC- calcular de acordo com a carga utilizada  
 Alimentação- 12 volts

Atenção: toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de duas páginas, no máximo; em cada edição divulgaremos uma entre as várias idéias que recebermos. ●

## FALTA DE ENERGIA?

ACABE DE VEZ COM OS SEUS PROBLEMAS, COM A MAIOR NOVIDADE:  
**INVERSOR-REGULADOR AUTOMÁTICO DE VOLTAGEM**

Os nossos inversores UPS (sistema de energia ininterrupta) são geradores estáticos (sem peças móveis).

Com a falta de energia o inversor liga-se automaticamente. Sem perceber a ausência da rede, seu equipamento continua funcionando. Com a volta da energia seu equipamento já funciona de novo da rede e o inversor desliga-se automaticamente.

Ele começa recarregar as baterias, e é um **regulador de voltagem** automático no mesmo tempo. **Isto é uma novidade inédita e inexistente no Brasil.**

A onda é senoidal, igual a da rede e a tensão também.

Entrada 12V ou 24V. Saída 117V ou 220V. Frequência 60  $\pm$  0,5HZ (melhor que a rede comercial).

Potência 250 ou 500W

Temos inversores comuns de 150W para iluminação incandescente, TV a cores, video cassete, eletrodomésticos. Fabricamos inversores de 150W até 10KVA.

## CAIXA NUM ENVELOPE

Você é amador ou profissional? Tem problemas de caixas? Fornecemos caixas de alumínio anodizadas, cor de prata ou outras cores, do tipo profissional. Fácil a furar, fácil de montar.

Elas chegam "num envelope na sua mão" já com parafusos, você junta as partes em cinco minutos. Vantagens: trabalho facilimo, não há paredes, cantoneiras impedindo seu trabalho. Patente registrada. Enviamos para todo Brasil via reembolso aéreo ou pelo correio.

## ESTAÇÕES DE SOLDADA

São antieletrostáticas, isoladas da rede com temperatura regulável até 450°C. O ferro de soldar especial é munido com rabicho de silicone, ponta tratada de alta duração e sensor eletrônico. Fornecemos os mesmos ferros com 12, 24, 48, 110 e 220 volts, ou com qualquer outra tensão, sob encomenda.

ROMIMPEX S.A. RUA ANHAIA, 164/166 — FONE: (011) 223-6699 — SÃO PAULO — SP



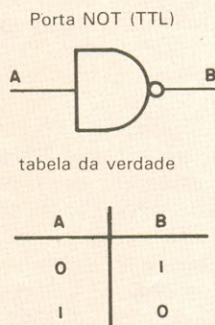
# Estudos de alguns exemplos básicos de circuitos

Completando nossa série de artigos sobre osciladores a cristal, tratamos, agora, de alguns circuitos “padrões” que são aplicados em projetos nesta área

**E**m nosso primeiro artigo desta série (NE n.º 90), sobre cristais de quartzo, estudamos o cristal como ente isolado. Abordamos, então as suas várias características e os princípios fundamentais de seu comportamento, com o objetivo de eliminar ao máximo a “nebulosidade” inerente a componentes desse gênero, popularmente designado por “caixas-pretas”. No artigo seguinte (NE n.º 91), analisamos o cristal sobre outro enfoque: o da avaliação de alguns de seus principais parâmetros, por intermédio de um método prático de medição. No presente artigo — último da série — estudaremos alguns circuitos osciladores básicos empregando cristais de quartzo. Os conhecimentos adquiridos até aqui serão de grande utilidade para o entendimento do tema proposto. No entanto, é conveniente citarmos antes de tudo alguns pontos importantes relativos às portas lógicas do tipo *NOT* (ou inversoras), para que possamos compreender corretamente o funcionamento dos circuitos osciladores.

**A porta lógica NOT** — A porta lógica *NOT*, usual em eletrônica digital, é muito familiar a quem pertence, ao *métier*. Entretanto, a grande maioria das aplicações dessa porta restringe-se à sua utilização como inversora de sinais lógicos, o que corresponde em realidade, à sua função primária (fig. 1). Um tanto menos conhecida e estudada é a configuração interna de uma porta

Fig 1



Onde:  
o estado lógico 1 corresponde a um nível de tensão próximo ao da alimentação, e o estado lógico 0, a um valor em torno de zero volt.

*Aplicação rotineira de uma porta lógica NOT (empregando tecnologia TTL).*

**NOT.** A figura 2 ilustra o seu respectivo circuito, que é aplicável em caso de componentes da série 74XX (7404), de tecnologia TTL. Através desse circuito, podemos perceber que o nosso tão familiar componente “digital”, cujo estado seria forçosamente “1” ou “0”, nada mais é do que um agregado de transistores, diodos e resistores — elementos tipicamente enquadrados ao universo dos componentes analógicos. A esta altura o leitor poderia questionar: o que se pretende alcançar com estas considerações? Simplesmente, estamos polarizando o circuito para aceitar a porta *NOT* como um elemento linear. Partindo do princípio de que um circuito com estas características de-

ve necessariamente ser representado por intermédio de uma função de transferência (figs. 3 e 4), sem variações bruscas, o trecho inclinado identifica uma região de amplificação (com defasagem de 180°). O componente em questão, ao operar nesta faixa, possuirá um comportamento linear, semelhante ao de um amplificador inversor.

Logo, na hipótese da existência de uma porta inversora com uma curva de transferência ideal (fig. 3), o emprego

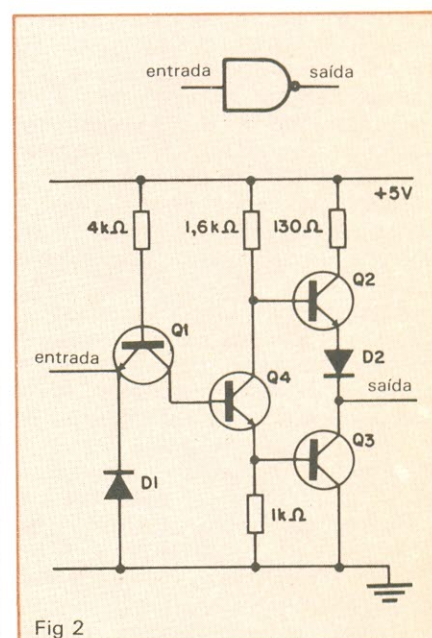


Fig 2

*Esquema elétrico de uma porta inversora de tecnologia TTL.*



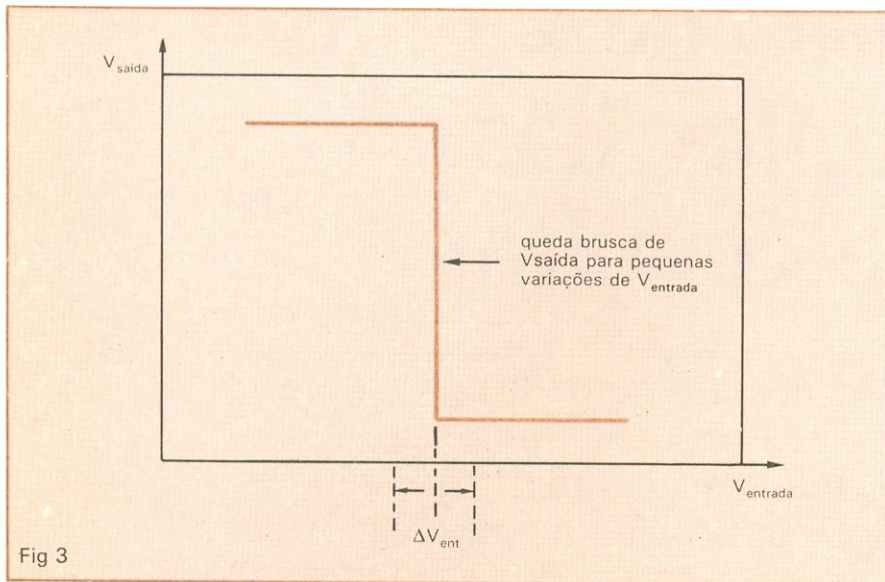


Fig 3

Curva de transferência ideal de uma porta NOT (TTL).

desta como elemento amplificador seria impossível. Estamos, portanto, utilizando uma característica "indesejável" em aplicações digitais e aproveitando-a para nossas necessidades analógicas.

Um outra consideração importante consiste na caracterização do "tempo de propagação" de uma porta NOT. Um nível de tensão aplicado à entrada da rede (fig. 2) sofre um certo retardo (vide Tabela 1), até que seu efeito seja notado à saída do circuito. O atraso será maior ou menor, dependendo da série (74SXX, 74HXX, 74LSXX, 74XX ou 74LXX) em que o componente inversor estiver contido.

O parâmetro "atraso" é importante, conforme veremos adiante, na delimitação das fronteiras para a frequência de oscilação dos circuitos que empregam cristais associados a portas inversoras.

**Algumas configurações osciladoras básicas** — Fixados os conceitos anteriores, já é possível, partirmos para a exposição de certos circuitos considerados "padrões", em termos de projeto de osciladores a cristal. Observemos, inicialmente, a topologia ilustrada na figura 5.

Este circuito, implementado através de um *Schmitt trigger* 74C14 (CMOS), está sendo polarizado por meio do resistor de 2 MΩ, de tal modo que sua região de operação recai na faixa linear da curva de transferência do componente (a representação da curva de transferên-

cia de uma porta CMOS, para um estudo como este, pode ser considerada como algo semelhante às funções já esboçadas para portas TTL). Há necessidade do capacitor de 43 pF para que exista o fenômeno de oscilação. O seu papel no circuito pode ainda não estar suficientemente claro. Porém, mais adiante, executaremos uma análise estrutural de um circuito com características similares, partindo do pressuposto que um equacionamento formal é um auxílio para a compreensão da operação das redes osciladoras e das funções de seus componentes. Retomando o circuito da figura 5, é possível provar que o mesmo oscilará na própria frequência do cristal (100 kHz). A figura 6 representa um circuito algo

equivalente ao anterior, embora opere na frequência de 1 MHz.

Operando na região ativa, o inversor CMOS pode ser tratado como um amplificador defasado de 180°. Os capacitores incorporados à rede, juntamente com o cristal e o resistor, são elementos pertencentes à malha de realimentação deste circuito, sendo que o seu correto dimensionamento é extremamente importante para que haja "ganho de enlace igual à unidade", o que é essencial para a ocorrência de oscilação.

#### Pontos comuns nos osciladores —

Todos os circuitos osciladores, do mais simples ao mais complexo, possuem alguns pontos em comum, a saber: 1) a existência de um amplificador de ganho A; 2) a presença de uma rede de realimentação β; e 3) uma rede inversora. A figura 7 apresenta um diagrama em blocos representativo de um oscilador genérico.

Supondo inicialmente que os pontos a e b estejam desconectados, imagine que um sinal  $S_1$  esteja sendo injetado em a. Ao passar pelo amplificador, obtemos o sinal de saída  $S_0 = A \cdot S_1$ . Ao dar entrada na rede de realimentação, este mesmo nível vai dar origem a uma referência  $S_f = \beta \cdot S_0$  que, uma vez aplicada a um bloco inversor, alterará a polaridade desta, e assim obteremos em b um valor dado por  $S_{f1} = -S_f$ .

Ora, se através de uma conveniente manipulação de parâmetros (A, β), gerarmos um sinal  $S_{f1} = S_1$ , poderemos então curto-circuitar os pontos a e b e eliminar a fonte externa geradora de  $S_1$ , uma vez que a mesma será fornecida pelo próprio circuito. Está de-

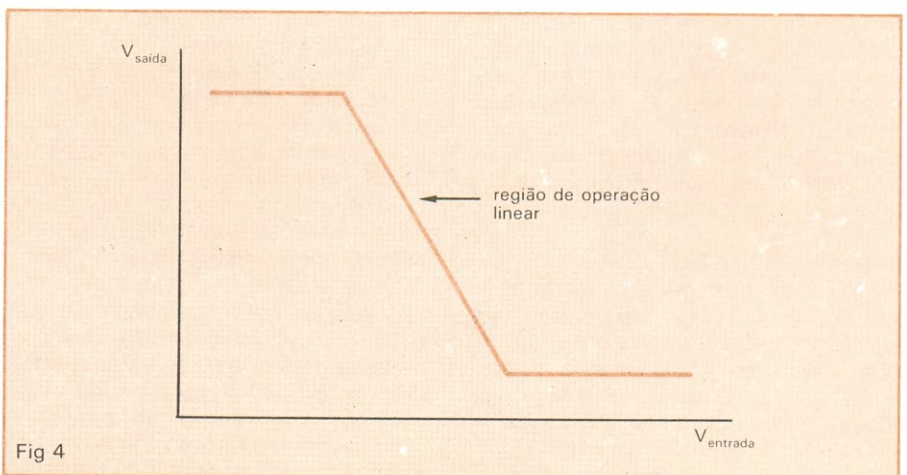
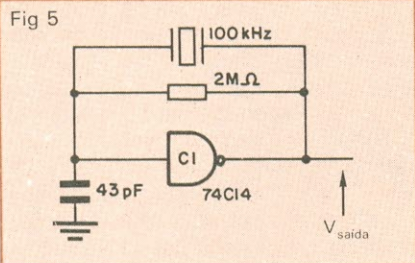


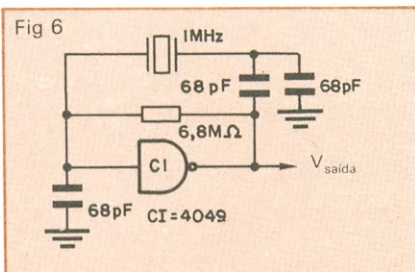
Fig 4

Curva de transferência real de uma porta NOT (TTL).





Circuito oscilador empregando uma porta CMOS.



Oscilador CMOS a 1 MHz.

monstrado, portanto, embora intuitivamente, o fenômeno da oscilação. Vamos então estabelecer as condições a serem obedecidas por  $A$  e  $\beta$  para alcançarmos a situação osciladora. Se imaginarmos, na figura 7, o ponto  $b$  como a saída de um circuito e o ponto  $a$ , a sua entrada, facilmente concluiremos que a única condição para  $S_{f1} = S_1$  é aquela que estabelece um ganho unitário nestes blocos conjuntamente. Deste modo valeria:

$$-A \cdot \beta = 1$$

conforme foi postulado acima. Logo, o circuito anteriormente abordado, se examinado sob o prisma de blocos isolados, poderia ser dividido em seções, como indica a figura 7.

### Tipo de inversor x atraso intrínseco

Tabela 1

tipo de componente	tempo de propagação (valor típico)
74S04	3 ns
74H04	6 ns
74LS04	9,5 ns
7404	10 ns
74L04	33 ns

Na figura 8a, apresentamos um exemplo de oscilador CMOS que opera na frequência de 1 MHz. Para operações em frequências mais elevadas, a tecnologia CMOS deixa algo a desejar e, por isso, é substituída pelas portas TTL. A figura 8b sugere um circuito cujo elemento amplificador baseia-se na porta NOT 74LS04. Esta rede oscila na frequência de 10 MHz e a polarização de seu ponto de operação é determinada pelos dois resistores de 1 kΩ e pelo capacitor de 0,25 μF.

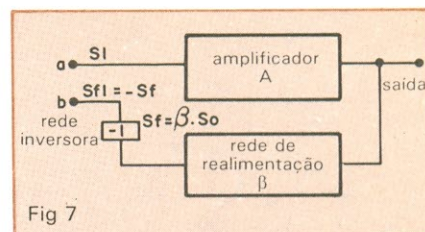
A figura 9a apresenta um circuito oscilador amplamente empregado em vários equipamentos eletrônicos. Neste caso, são utilizados dois inversores (leia-se amplificadores) polarizados convenientemente. Assim, se observarmos o ponto  $A$  e a saída, há coincidência de fase entre seus respectivos sinais, assumindo-se que cada porta será responsável por um defasamento de 180°. O capacitor de 1200 pF bloqueia os níveis contínuos, isolando o estágio seguinte de seu antecessor.

A figura 9b ilustra uma variante não menos comum deste circuito oscilador. Vale a pena aproveitarmos esta última topologia para fazer uma análise matemática dessa rede, com a finalidade de analisarmos as condições de oscilação.

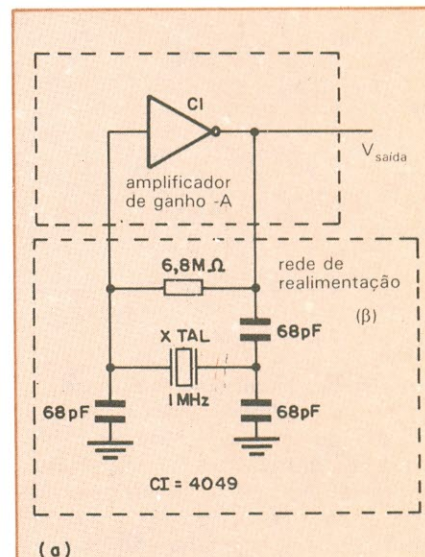
### Equacionamento de um oscilador

Como passo inicial, vamos redesenhar o circuito em exame, aproximando-nos o máximo possível da representação comentada há alguns parágrafos, que é apropriada para um estudo equacionado de seu comportamento. Com vistas a simplificar as manipulações algébricas, substituamos o cristal através de um modelamento RLC em série, de acordo com a figura 10, na qual também redistribuímos os componentes do circuito, de modo a enquadrá-lo nos moldes tradicionais. Note, também, que as portas inversoras estão sendo aqui substituídas por amplificadores operacionais, uma premissa válida se levamos em conta a faixa de operação destes elementos (região de amplificação da função de transferência).

Vamos então obter as funções de transferência de ambos os blocos. O estágio realimentador pode ser descrito pelas equações deduzidas a partir do quadripolo esboçado pela figura 11, enquanto que o ganho da malha amplificadora está com seus cálculos inseridos na figura 12. Observe que a análise



Oscilador genérico.



(a)

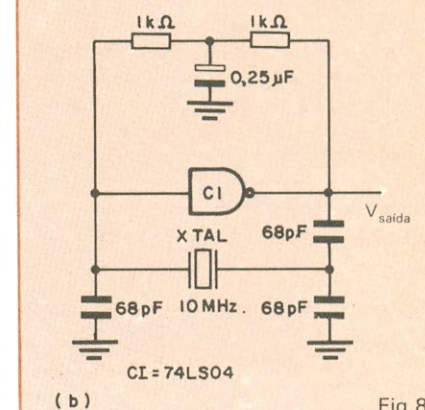


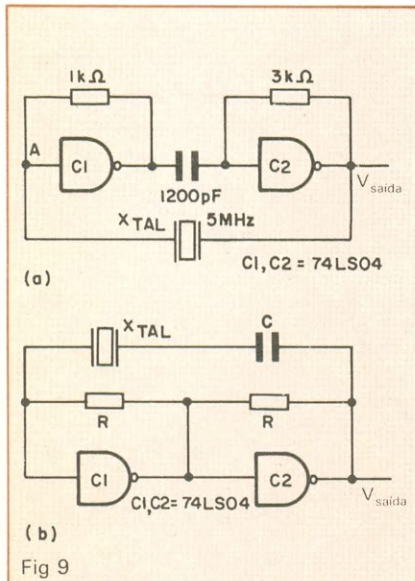
Fig 8

Um oscilador CMOS a 1 MHz e outro de 10 MHz, empregando TTL.

lise laplaciana é a mais simples e conveniente para estudos deste porte. A partir do momento em que as funções no domínio  $S$  estiverem devidamente calculadas, é possível efetuar a substituição  $S = j\omega$ , recaindo-se no campo complexo.

Na figura 12, atente para o resistor  $R_0$  introduzido junto à entrada do amplificador: embora este componente





Configurações osciladoras empregando duas portas inversoras.

não exista fisicamente em nosso circuito, sua consideração é exigida quando de um equacionamento em blocos distintos, pois ele leva em conta a resistência de carga devida ao estágio conectado a este amplificador (no caso, o elo de realimentação, cuja impedância de saída é praticamente igual à própria resistência de saída  $R_0$  de IC<sub>1</sub>).

Para que haja oscilação, é necessário que o ganho total do enlace seja igual à unidade, exigência esta, aliás, já por nós comentada. Isso vem gerar a seguinte expressão:

$$\frac{(R^2 / R_0)}{(SL) + \frac{1}{S} \left[ \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right] + (R_p)} = 1$$

Transladada para o campo complexo, ela originaria a fórmula abaixo:

$$\frac{(R^2 / R_0)}{(j\omega L) + \frac{1}{j\omega} \left[ \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right] + (R_p)} = 1$$

e, após alguns rearranjos, chegaríamos a:

$$\frac{(R^2 / R_0)}{j[(\omega L) - (1/\omega)(1/C + 1/C_1)] + (R_p)} = 1$$

Duas condições deveriam então ser cumpridas para que esta equação possa ser validada. A primeira é a que pressupõe a inexistência de uma parcela complexa, o que implicaria em um relacionamento entre a frequência de

ressonância ( $f_{\text{ress}}$ ), os parâmetros do cristal ( $L$  e  $C$ ) e do capacitor  $C_1$ , que é dado por:

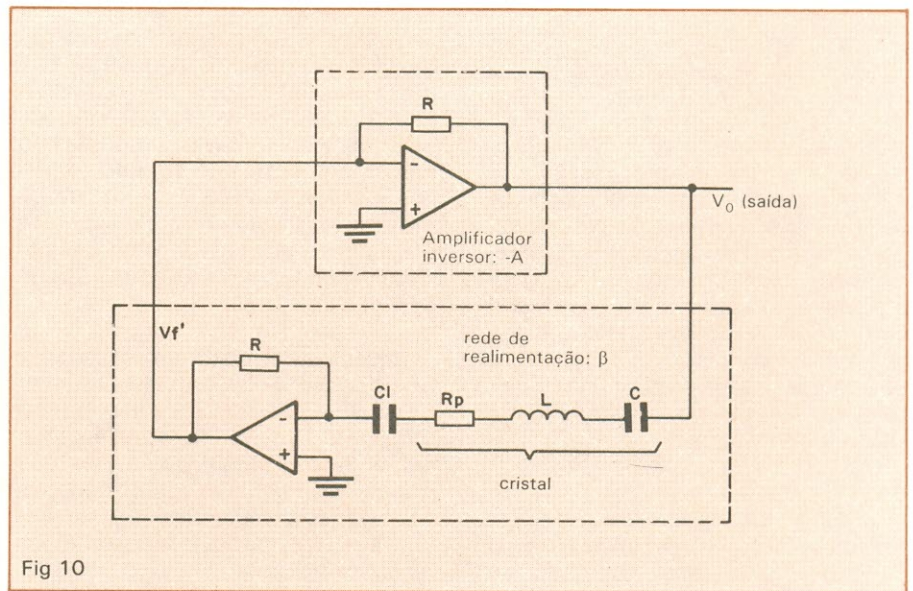
$$f_{\text{ress}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left[ \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right]}$$

com  $\omega_{\text{ress}} = 2\pi f_{\text{ress}}$ . A segunda condição implica em uma dependência entre o resistor  $R$ , a impedância de saída ( $R_0$ ) de um dos amplificadores e a resistência do cristal na ressonância ( $R_p$ ), que é ditada pela expressão:

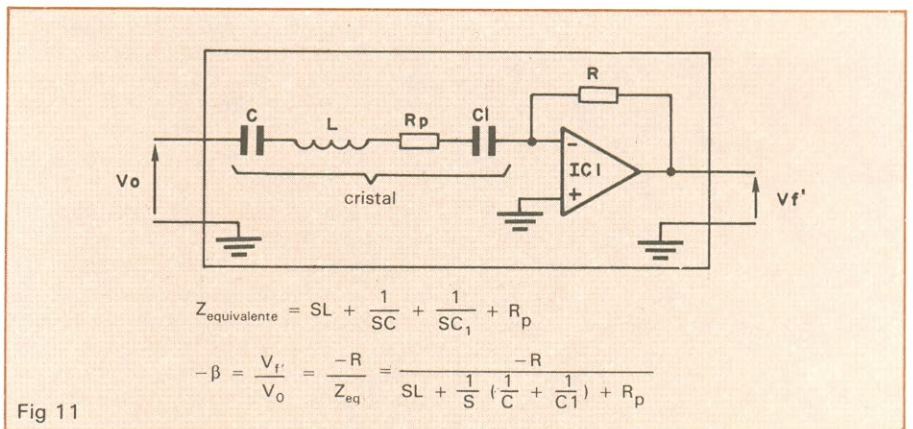
$$R = \sqrt{R_0 \cdot R_p}$$

Ressaltamos, no entanto, que todas estas deduções não possuem funda-

mento em termos práticos, pois uma série de fatores não foi incluída, como, por exemplo, a capacitância  $C_0$  em paralelo com  $R_p$ ,  $L$  e  $C$ , a qual participaria do modelo sugerido para o cristal nas proximidades da frequência de ressonância. Porém, como os cálculos tornar-se-iam exaustivamente longos e trabalhosos com estas considerações adicionais, optamos por uma simplificação (embora falsa) destas. O objetivo, no caso, é simplesmente conscientizar o leitor de que cada componente desempenha uma atividade particular neste circuito oscilador, e de que é necessário um dimensionamento tal (com base em experimentações e cálculos teóricos de razoável complexidade) que conduza este circuito à oscilação.



Redistribuição dos componentes de um circuito oscilador.



Dedução da função de transferência do estágio realimentador.



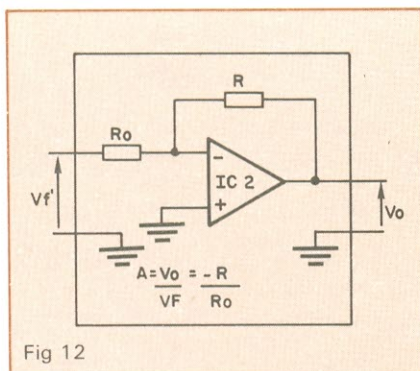


Fig 12  
Obtenção do ganho da malha amplificada.

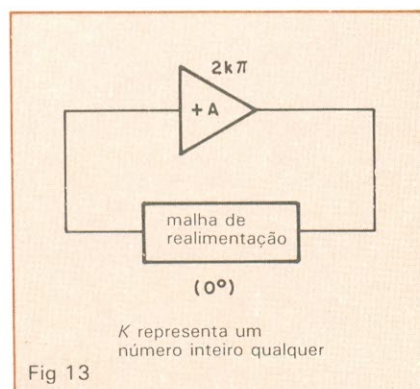


Fig 13  
Oscilador a ressonância série.

**Operação na ressonância série e paralela** — Neste item pretendemos ampliar os horizontes do leitor, mostrando a diferença conceitual entre as redes que oscilam segundo a “ressonância série” e os circuitos baseados no princípio da “ressonância paralela”.

Genericamente, podemos descrever um circuito oscilador a cristal como sendo constituído por um amplificador associado a um circuito de realimentação contendo um cristal de quartzo. A manutenção da oscilação é garantida quando o ganho do enlace for unitário (na prática superior à unidade, se levarmos em conta perdas e alterações de várias naturezas). Vale lembrar que esta condição deve ocorrer na frequência em que a defasagem for nula ao longo de todo o enlace (ou múltipla de  $2\pi$ ). Isto nos leva a classificar os osciladores a cristal em duas famílias: 1) numa, onde eles atuam como elementos resistivos (condição de fase nula), sendo denominados “osciladores a ressonância série”; 2) e noutra, onde se comportam como elementos indutivos, operando juntamente com outros componentes em uma malha de realimenta-

ção defasadora. Neste caso, são conhecidos pelo nome de “osciladores a ressonância paralela” ou “osciladores a anti-ressonância”.

O diagrama de um oscilador a ressonância série está mostrado na figura 13. O circuito amplificador é construído, geralmente, com o auxílio de dois amplificadores inversores de fase. E a família de osciladores a ressonância paralela engloba os circuitos cujo comportamento enquadra-se nos moldes da figura 14. Antes de tudo, convém registrar que, neste caso, as designações “ressonância paralela” e “anti-ressonância” são inconvenientes do ponto de vista técnico. Uma denominação mais adequada para este grupo de osciladores seria, por exemplo, “osciladores a reatância positiva”.

Nesta família, o amplificador consta de um único elemento inversor de fase. E o cristal, por sua vez, funciona como uma indutância no interior de uma malha (defasadora) de realimentação, que complementa a defasagem causada pelo amplificador. As figuras 15 e 16 indicam algumas possibilidades para a realização de circuitos osciladores operando na ressonância paralela.

#### Limitações dos circuitos osciladores

— Na parte inicial de nosso artigo fizemos referência à existência de um tempo de propagação (Tabela 1) intrínseco à porta lógica. Este tempo, para componentes concebidos sob a tecnologia TTL, varia em torno de 3 a 33 ns, em função do tipo do elemento: S, H, LS etc. Já no caso de inversores CMOS, a variação situa-se em torno de 20 a 100 ns na temperatura ambiente e sob as mesmas condições de alimentação de uma porta TTL, dependendo da carga capacitiva aplicada.

Através de simples experiências de laboratório, podemos obter um oscilador ao conectar em série um número ímpar de portas NOT com a saída da última interligada à entrada da primeira, formando um “anel” (fig. 17).

A frequência de oscilação é fixada pelo tempo total de propagação ao longo do enlace, sendo obtida pela seguinte equação:

$$f_{osc} = \frac{1}{2n \cdot t_a}$$

onde  $f_{osc}$  representa a frequência de oscilação do circuito,  $t_a$  o tempo de propagação do sinal da entrada à saída de um inversor e  $n$ , o número de portas. Certamente, este circuito não seria um oscilador prático, pois o tempo de propagação de uma porta é afetado pela alimentação, temperatura, cargas externas etc. Se o estamos descrevendo aqui é com a finalidade de ilustrar a existência de uma frequência máxima para o funcionamento de um circuito oscilador utilizando portas e cristal, frequência esta limitada pelo tempo de propagação dos sinais em uma porta.

Na figura 18 podemos observar um circuito oscilador a cristal, o que em-

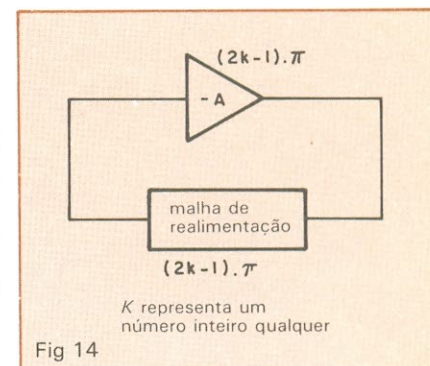


Fig 14  
Oscilador a ressonância paralela.

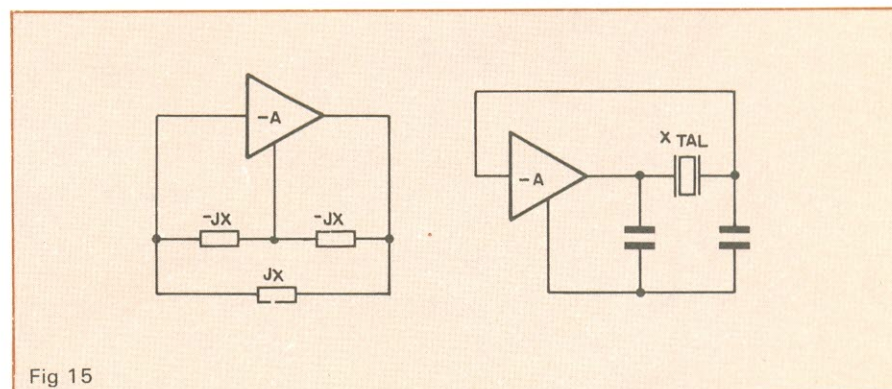


Fig 15  
O cristal se comporta como um elemento indutivo na rede de realimentação...



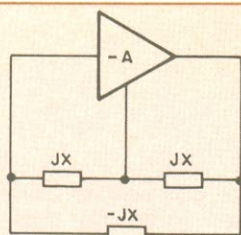
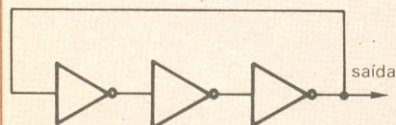
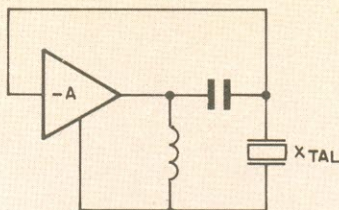


Fig 16

...que complementa a defasagem gerada pelo amplificador.



inversores serialmente conectados podem vir a oscilar ( $K \geq 1$ )

Fig 17

Oscilador resultante da conexão em série de inversores.

prega um único inversor como elemento de ganho. Em termos genéricos, qualquer número ímpar de portas poderia vir a ser utilizado. No entanto, o tempo de propagação dos sinais ao longo do bloco amplificador imporá a

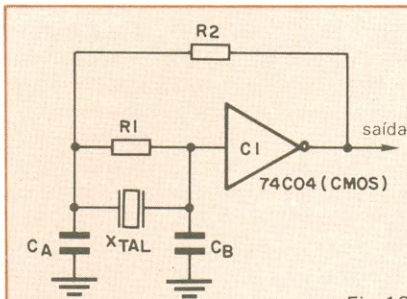


Fig 18

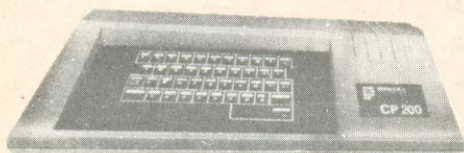
Circuito oscilador empregando um único inversor como elemento de ganho.

freqüência máxima na qual ainda haverá oscilação. Conclui-se, sem maiores problemas, que, quanto menor for o número de inversores utilizados (em casos como o da figura 18), maior será a freqüência-limite de oscilação. ●

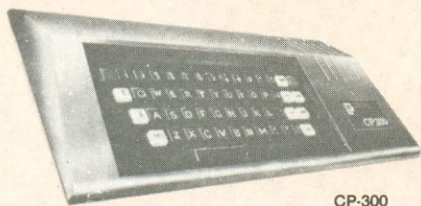
## Bibliografia

- Catálogos de Componentes TTL.
- Catálogos de Componentes CMOS.
- Catálogos de Fabricantes de Cristais.
- Norme Française — NFC 93-611 (dezembro, 1975).
- Commission Electrotechnique Internationale — Norme de La CEI, Publication 122 - 2, 1983.
- Giacoletto, Electronics Designers' Handbook, 2ª ed., Ed. McGraw Hill, EUA.
- Matthys, Shoot for Top Performances in Crystal-oscillator Designs, EDN, 23/06/83, Cahners Publishing Company, EUA.
- Williams, Basic Circuit-design Techniques Yield Stable Clock Oscillators, EDN, 18/08/83, Cahners Publishing Company.

Não deixe de visitar-nos, receber "aquele atendimento" especial e comprar pelos melhores preços: CI's, transistores, diodos kits, instrumentos e materiais em geral.



CP-200



CP-300

A **Sele-Tronix** tem também computadores pessoais que ajudam e divertem toda a família.

- Você mesmo programa
- Preço igual ao de um televisor

Comece hoje a falar a linguagem do amanhã



CP-500

A partir de agora os computadores fazem parte de sua família

Representantes da **FILCRES** no Rio

**Sele-Tronix Ltda.**

Rua República do Líbano, 25-A — Centro  
Fones: 252-2640 e 252-5334 — Rio de Janeiro



**TRANSFORMADA DE LAPLACE**  
 — 2ª PARTE

# Aplicação prática em regime senoidal

Paulo Roberto Caravelas da Cal

Depois de fundamentados os conceitos teóricos da Transformada de Laplace, passamos a sua utilização na análise de circuitos submetidos a sinais senoidais

**A**lgumas particularidades facilitam a análise de um circuito quando ele é submetido à excitação senoidal. Nos exemplos a serem dados nesta segunda parte do nosso estudo sobre Transformada de Laplace as respostas serão obtidas considerando, além de excitações senoidais, que os circuitos estejam na condição estacionária.

Esse é o tipo de análise geralmente efetuado, mas, na prática, os sinais que trafegam nos circuitos raramente são senoidais. Por exemplo, em áudio, os sinais são bastante complexos e a resposta transiente é que faz a diferença entre amplificadores de mesma classe, os quais apresentam respostas idênticas à excitação senoidal.

Sob regime senoidal, um circuito linear (ver quadro *Caracterização dos circuitos lineares*) apresenta uma resposta estacionária necessariamente senoidal, permitindo a aplicação do conceito de impedância. É importante lembrar que o conceito de impedância (operador  $j\omega$ ) não pode ser empregado em um circuito submetido, por exemplo, a uma onda quadrada. Uma solução seria decompor por Fourier a onda quadrada em senóides, aplicá-las ao circuito e

somá-las na saída. Mas, é claro que isto, mesmo com auxílio de métodos computacionais, seria muito trabalhoso, enquanto que Laplace é um método direto e extremamente simples de resolver tal problema, com o uso do operador  $S$ .

Muitas vezes não estamos interessados na resposta no domínio do tempo, queremos a resposta no domínio da frequência, para uma excitação senoidal. Esta resposta em frequência pode ser descrita por método gráfico, comumente chamado de gráfico logarítmico de amplitude. O gráfico logarítmico tem a vantagem de comprimir a escala e, como veremos, possibilita uma avaliação rápida da resposta em frequência. Introduziremos os conceitos deste método gráfico através de exemplos.

**Filtro passa-altas** — Na figura 16, temos um circuito RC que funciona como filtro passa-altas.

A equação (8), tendo em consideração a Transformada de Laplace do circuito, define a relação  $\frac{V_0}{V_i}$ :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{SC}} \quad (8)$$

Reescrevendo a equação (8):

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{S + 0}{S + \frac{1}{CR}} \quad (9)$$

Aplicando-se logaritmo e o fator 20 na equação (9) temos:

$$20 \log \frac{V_0}{V_i} = 20 \log |(S + 0)| - 20 \log \left| \left( S + \frac{1}{CR} \right) \right| \quad (10)$$

Apesar do pequeno “deslize” matemático, justificado por motivos didáticos, verificamos que na equação (10) a relação  $V_0/V_i$  está expressa em dB e que a divisão se tornou uma subtração de logaritmos. Temos assim outra transformação, que facilitará o estudo da equação (9). A equação (10) pode ser traçada graficamente com escala vertical em dB e escala horizontal em  $\log 20$ . Convém antes nos determos na análise do termo genérico  $20 \log (S + a)$ , lembrando que estamos analisando a resposta a uma excitação senoidal. Estudaremos o comportamento através das assíntotas.

Para frequências baixas,  $S \ll a$  ou  $\omega \ll a$ , temos  $20 \log |(S + a)| \approx 20 \log a$ , ou seja, uma constante.

Para frequências altas,  $S \gg a$  ou  $\omega \gg a$ , temos  $20 \log |j\omega|$ , ou seja, uma reta com inclinação de 6 dB/oitava (de-

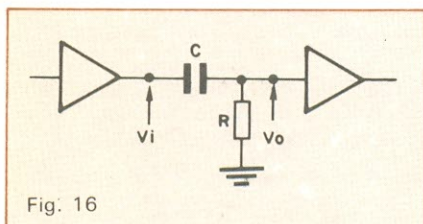


Fig. 16

Circuito RC — filtro passa-altas.

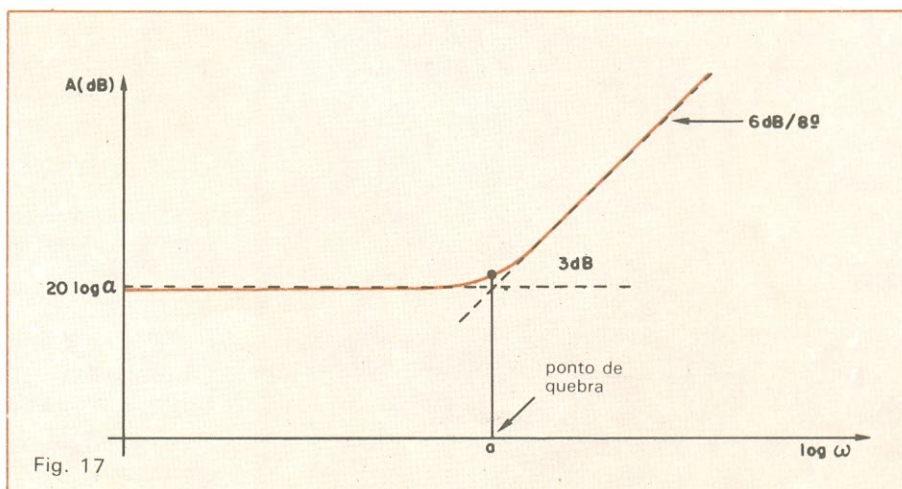


Fig. 17

Gráfico dB  $\times \log \omega$  para  $A = 20 \log |(S + a)|$ .



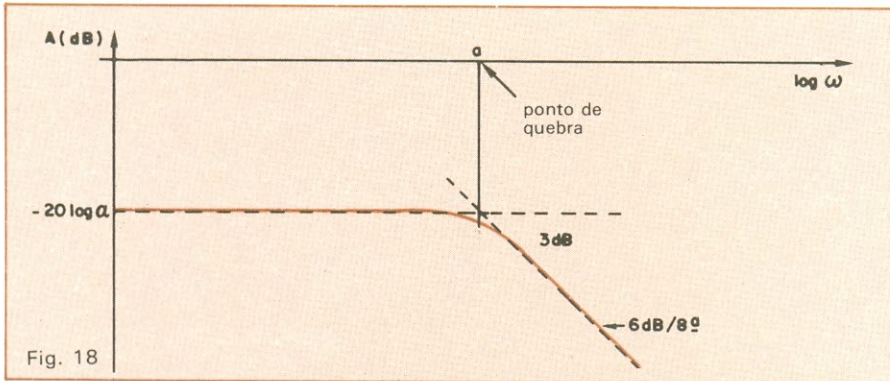


Gráfico dB  $\times$  log  $\omega$  para  $A = 20 \log (S + a)$ .

vido ao fato de que dobrando a frequência temos um acréscimo de 6 dB:  $20 \log 2 = 6 \text{ dB}$ .

O cruzamento dessas duas assíntotas é chamado ponto de quebra de 3 dB. A equação  $A = 20 \log |(S + a)|$  é traçada conforme a figura 17.

Para a equação  $A = -20 \log (S + a)$ , é fácil inferir a figura 18.

Considerando as figuras 17 e 18, podemos compor facilmente o gráfico dB  $\times$  log  $\omega$  da equação (10), mostrado na figura 19.

$$20 \log \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{V_i} \text{ (dB)} = 20 \log |(S + 0)| - 20 \log \left| \left( S + \frac{1}{CR} \right) \right| \quad (10)$$

Observe que a inclinação de +6 dB/8ª, na parte  $S + 0$ , cancela a inclinação de -6 dB/8ª, na parte  $S + 1/CR$ , a partir do ponto de quebra  $1/CR$ .

O método gráfico dB  $\times$  log  $\omega$  é um processo rápido de analisar uma equação  $R(S) = \frac{A(S)}{B(S)}$ , onde  $A(S) = (S + Z_1)(S + Z_2) \dots (S + Z_n)$  e  $B(S) = (S + p_1)(S + p_2) \dots (S + p)$ , sendo os "Z" os chamados zeros e os "p" os pólos da equação. Os termos de  $A(S)$  resultam em inclinações positivas e os termos em  $B(S)$  em inclinações negativas.

**Filtro passa-baixas** — A figura 20 é exemplo de uma célula RC na montagem passa-baixas.

Temos:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{SC} \times \frac{1}{R + \frac{1}{SC}}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{CR} \times \frac{1}{\left( S + \frac{1}{CR} \right)} \quad (11)$$

A equação (11) apresenta um pólo em  $1/CR$  e podemos observar que, para  $\omega = 0$ , a resposta é 1, ou seja, 0 dB.

A figura 21 mostra a resposta em frequência, onde podemos reconhecer a curva de um circuito passa-baixas com ponto de quebra em  $\omega = 1/CR$ . Suponha que precise de uma frequência de corte para este filtro de 1 kHz. Adotando-se  $R = 1 \text{ k}\Omega$ , teremos:

$$\omega = 2\pi f = \frac{1}{CR}, \therefore C = \frac{1}{2\pi f R}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^3}$$

$$C = 0,16 \text{ }\mu\text{F}$$

Assim, para um corte em 1 kHz, podemos ter  $R = 1 \text{ k}\Omega$  e  $C = 0,16 \text{ }\mu\text{F}$ .

**Filtro passa-banda** — A figura 22 contém outro exemplo, no qual temos duas células RC separadas por um operacional. Nesse caso podemos fazer uma análise separada das duas células, para compor a resposta final.

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_2}{V_1}$$

Observando as figuras 17 e 19 podemos aplicar diretamente as equações (8) e (10):

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= \frac{S}{S + \frac{1}{C_1 R_1}} \text{ e } \frac{V_3}{V_2} = \\ &= \frac{1}{C_2 R_2} \times \frac{1}{S + \frac{1}{C_2 R_2}} \end{aligned}$$

$$\frac{V_3}{V_1} = \left( \frac{S}{S + \frac{1}{C_1 R_1}} \right) \times \left( \frac{1}{S + \frac{1}{C_2 R_2}} \right) \times$$

A equação (12) tem um zero em  $\omega = 0$  e pólos em  $\omega_1 = \frac{1}{C_1 R_2}$  e  $\omega_2 = \frac{1}{C_2 R_2}$ . Traçando os gráficos dB  $\times$  log  $\omega$ , ob-

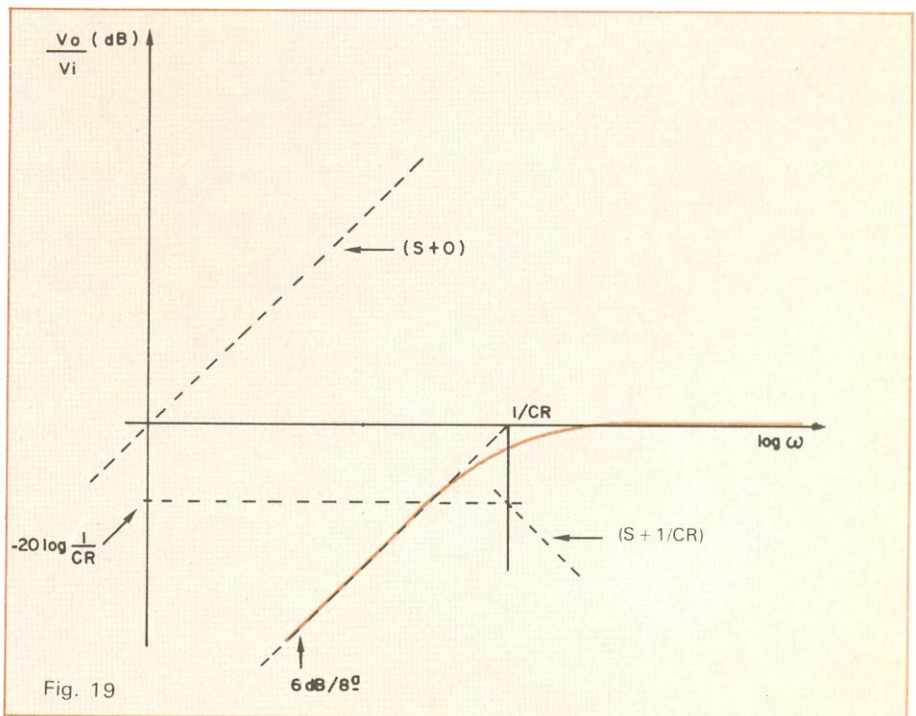


Gráfico dB  $\times$  log  $\omega$  da equação (9).



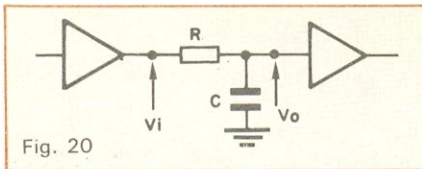


Fig. 20  
Circuito RC — filtro passa-baixas.

temos a figura 23. Esta figura representa a resposta em frequência de um filtro passa-banda. É claro que muito pouco seletivo, mas com o mesmo número de componentes é possível obter seletividade muito melhor.

Na figura 24 temos um circuito com dois filtros RC em passa-baixas.

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_2}{V_1}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{R_1 C_1} \times \frac{1}{S + \frac{1}{C_1 R_1}} \quad e$$

$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{1}{R_1 C_1} \times \frac{1}{S + \frac{1}{C_2 R_2}}$$

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \times \frac{1}{S + \frac{1}{C_1 R_1}} \times$$

$$\times \frac{1}{S + \frac{1}{C_2 R_2}} \quad (13)$$

A equação (13) apresenta dois pólos,  $\omega_1 = 1/C_1 R_1$  e  $\omega_2 = 1/R_2 C_2$ . Como são dois pólos, teremos a composição de duas quedas de 6 dB/8ª, resultando em uma inclinação de 12 dB/8ª e constituindo um filtro mais seletivo. Isto nos sugere a possibilidade de obter filtros ativos analógicos bastante seletivos, reunindo compostos de várias células RC.

É realmente possível obter filtros com melhor seletividade por este processo. Até esta fase do estudo, temos utilizado pólos e zeros reais. No entanto, veremos que, com o uso de pólos e zeros complexos, pode-se conseguir filtros ativos analógicos altamente seletivos.

**Filtro corta-faixa** — Para o exemplo da figura 25, descrevemos em detalhe o processo de obtenção da resposta em frequência.

Temos que:

$$X_2 = R_2 + \frac{1}{SC_2}, \therefore$$

$$X_2 = \frac{SR_2 C_2 + 1}{SC_2}$$

$$X_1 = R_1 \parallel \left( \frac{1}{SC_1} \right), \therefore$$

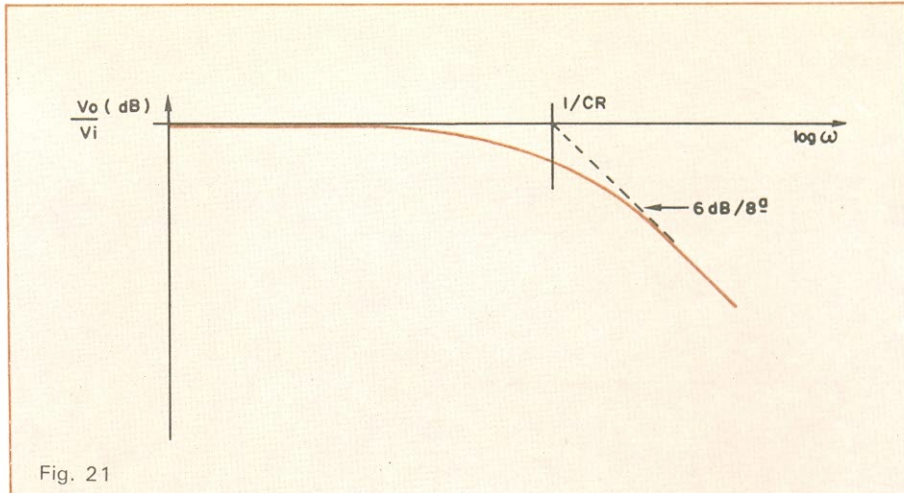


Fig. 21  
Gráfico da resposta do filtro passa-baixas.

$$X_1 = \frac{R_1}{SC_1 R_1 + 1}$$

$$G = \frac{V_0}{V_1} = -\frac{X_2}{X_1}$$

$$G = -\frac{\frac{SR_2 C_2 + 1}{SC_2}}{\frac{R_1}{SR_1 C_1 + 1}}$$

$$G = -\frac{(SC_2 R_2 + 1)(SC_1 R_1 + 1)}{SC_2 R_1}$$

$$G = -\frac{1}{C_2 R_2 \cdot C_1 R_1 \cdot C_2 R_1} \times \frac{(S + 1/C_2 R_2)(S + 1/C_1 R_1)}{S} \quad (14)$$

Na equação (14), reconhecemos claramente dois "zeros" em  $\omega_1 = 1/(C_2 R_2)$  e  $\omega_2 = 1/(C_1 R_1)$ , e um pólo em  $\omega = 0$ . O gráfico dB  $\times$  log  $\omega$  correspondente está traçado na figura 26.

Com a escolha adequada dos valo-

res, este circuito pode ser usado como um controle de audibilidade (*loudness*).

**Termo de 2º grau com raízes complexas** — Até aqui, adotamos, para os valores de pólos e zeros, números reais. No entanto, existem importantes casos onde os pólos e zeros são complexos. Vamos analisar passo a passo um caso de termos do 2º grau, através do exemplo de um circuito RLC, ilustrado na figura 27.

Aplicando-se Laplace:

$$I(S) = \frac{V_g(S)}{R + \frac{1}{CS} + LS}$$

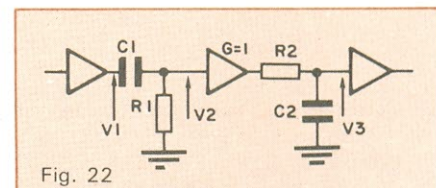


Fig. 22  
Circuito de um filtro passa-banda com duas células RC.

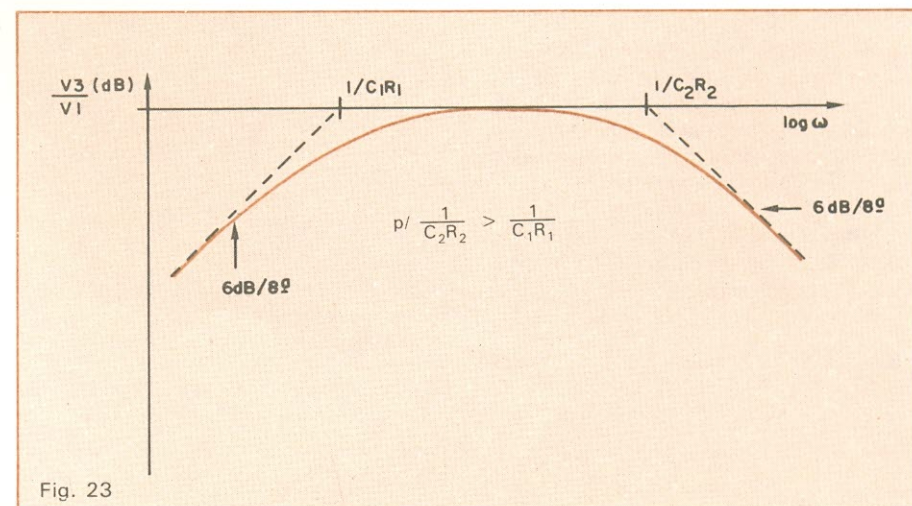


Fig. 23  
Resposta em frequência do filtro passa-banda.



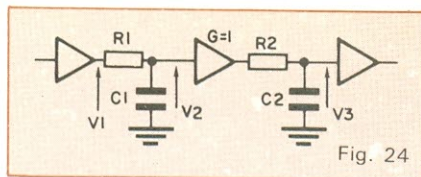


Fig. 24

Filtro passa-baixas com duas células RC.

$$\frac{V_g(S)}{I(S)} = Z(S) = R + \frac{1}{CS} + LS$$

$$Z(S) = \frac{S^2CL + SCR + 1}{CS}$$

$$Z(S) = \frac{LS^2 + SR + 1/C}{S} \quad (15)$$

Examinando o termo  $A = LS^2 + SR + 1/C$ , observamos que podemos reescrever o termo A em função de pólos e zeros. Para tal, devemos obter as raízes da equação de 2º grau A, lembrando que:

$$ax^2 + bx + c = 0$$

$$x_1, x_2 = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$S_1, S_2 = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 - 4L/C}}{2L}$$

Para  $\frac{4L}{C} > R^2$  teremos raízes complexas.

Fica claro que, dependendo dos valores dos componentes, podemos ter raízes complexas. Veremos inicialmente o efeito das raízes complexas no método  $\text{dB} \times \log \omega$ .

Dada a equação:

$$Z(S) = \frac{LS^2 + SR + 1/C}{S} \quad (16)$$

$$Z(S) = \frac{LCS^2 + SCR + 1}{CS}$$

O termo  $LCS^2 + SCR + 1$  pode ser descrito como a expressão genérica  $T^2S^2 + 2aTS + 1$ , para efeito de análise. As assíntotas de baixa e alta frequência são facilmente obtidas, mas o afastamento da curva real em relação às assíntotas é função do valor de a, ou seja, do valor das raízes. Para valores complexos, o "erro" das aproximações por assíntotas torna-se grande e o método  $\text{dB} \times \log \omega$  perde grande parte de sua simplicidade. Analisando a expressão geral e recordando que, para o caso,  $S = j\omega$  (resposta estacionária sob excitação senoidal), temos:

$$A(\text{dB}) = 20 \log |1 - \omega^2 T^2| + 2a\omega T |j|$$

A assíntota de baixa frequência, considerando-se  $\omega$  desprezível, é uma reta no eixo de  $\log \omega$ .

A assíntota de alta frequência, considerando-se  $\omega$  o termo de maior importância, é  $A(\text{dB}) = 20 \log |\omega^2 T^2|$ , isto é, uma reta com inclinação de 12 dB/8ª, que corta a assíntota de baixa no ponto  $\omega = 1/T$ . O comportamento da curva real depende dos valores dos termos da equação (16). Analisando o comportamento apenas no ponto de quebra de  $1/T$ , temos:

$$A(\text{dB}) = 20 \log |1 - \frac{1}{T^2} T^2 + 2a \frac{1}{T} T |j|$$

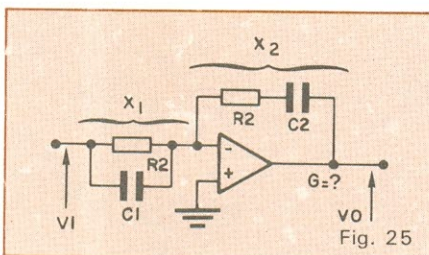


Fig. 25

Circuito do filtro corta-faixa com operacional.

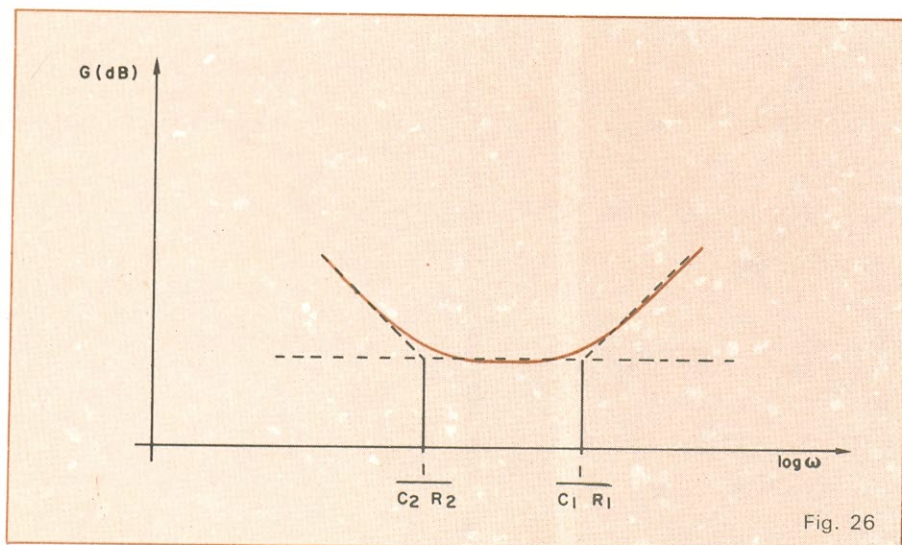


Fig. 26

Resposta em frequência do filtro corta-faixa.

$$A(\text{dB}) = 20 \log |2aj|$$

$$A(\text{dB}) = 20 \log 2a$$

Para  $a = 0$ , teremos  $\log 0 = \text{infinito}$ , o que significa que o circuito é ideal, isto é, tem resistência nula. É claro que esta condição inexiste na prática, pois mesmo não havendo resistência física, a bobina e o capacitor não são ideais e têm, portanto, alguma resistência.

Para  $a = 1$ , teremos raízes reais e  $A(\text{dB}) = 6 \text{ dB}$ . Com raízes reais teremos a composição de 3 dB no ponto de quebra de "cada" assíntota (6 dB/8ª e 6 dB/8ª) de alta frequência, como nos casos já estudados.

A figura 28 mostra uma família de curvas para a equação genérica de 2º grau.

Apesar das limitações, vamos aplicar o método gráfico  $\text{dB} \times \log$  à equação (16):

$$Z(S) = \frac{LS^2 + SR + L/C}{S}$$

Verificamos que temos um pólo e dois zeros; a figura 29 mostra as assíntotas. Podemos observar que o resultado conseguido pelo método gráfico, neste caso, deixa muito a desejar. Contudo, apesar da imprecisão, nota-se que um termo do 2º grau, com raízes complexas, pode formar um excelente filtro.

Analisando novamente a equação (16), através do conceito de impedância — isto é, para excitação senoidal, com o circuito descarregado e condição estacionária —, temos:

$$Z(S) = \frac{LS^2 + SR + 1/C}{S}$$

$$S = a + j\omega \Rightarrow \text{para o caso, } S = j\omega$$

$$Z(j\omega) = \frac{-L\omega^2 + j\omega R + 1/C}{j\omega}$$

$$Z(j\omega) = \frac{jLC\omega^3 + \omega^2 RC - j\omega}{C\omega^2}$$

$$Z(j\omega) = \frac{-jLC\omega + RC - j1/\omega}{C}$$

$$Z(j\omega) = \frac{RC + j(LC\omega - \frac{1}{\omega})}{C}$$

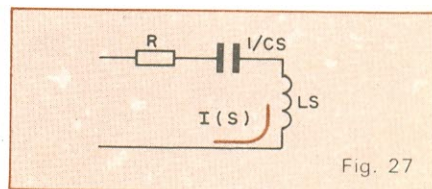


Fig. 27

Circuito RLC, para análise de raízes complexas.



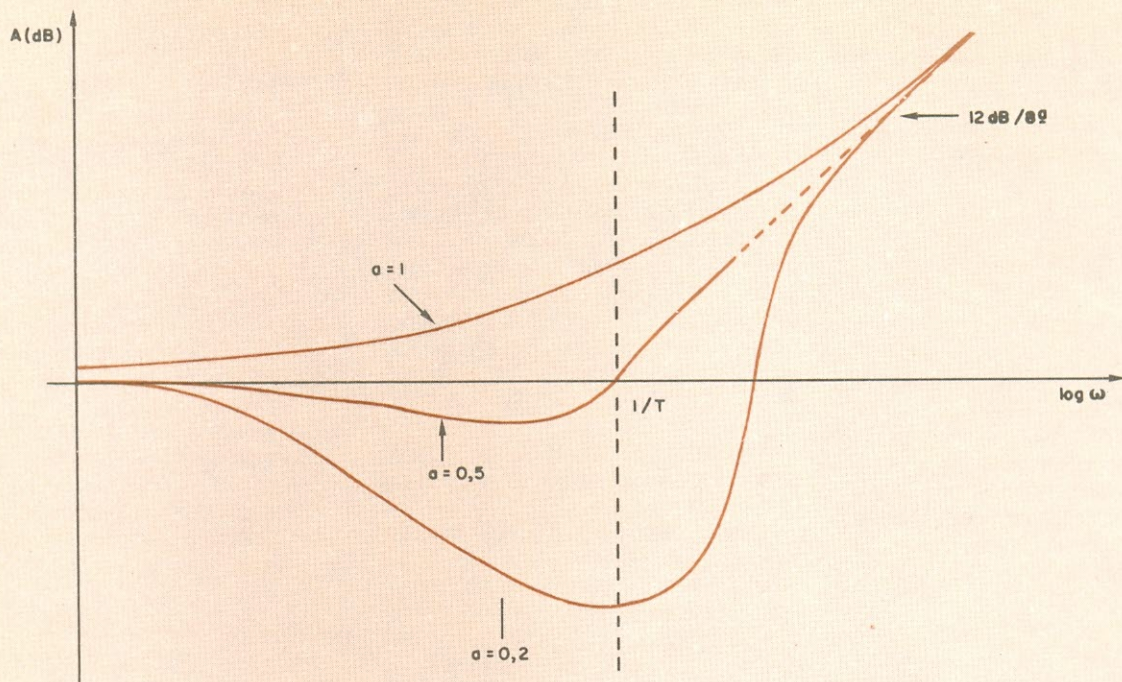


Fig. 28

Família de curvas  $TS^2 + 2aTS + 1$ .

$$Z(j\omega) = R + j \left( L\omega - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (17)$$

A equação (17) é o resultado da aplicação direta do conceito de impedância e apresenta  $Z(j\omega)$  como um vetor. Esta equação pode ter a representação gráfica da figura 30. A curva mostra que o vetor  $Z$  terá seu menor valor na frequência  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , surgindo, assim, o conceito de ressonância.

Esse conceito apresenta aspectos sutis de interpretação. Podemos entender, para o circuito RLC da figura 30, frequência de ressonância como o valor de  $\omega$  no qual se obtém a maior corrente — neste caso,  $\omega = 1/\sqrt{LC}$ . Também podemos dizer que frequência de ressonância é a de oscilação li-

vre do circuito, isto é, as frequências dos zeros da equação 17:

$$Z(S) = \frac{LS^2 + SR + 1/C}{S}$$

$$Z(S) = \frac{(S - S_1)(S - S_2)}{S + 0}$$

$$\text{onde } S_1 = -a + j\omega_d \quad S_2 = -a - j\omega_d$$

$$a = \frac{R}{2L}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - a^2}$$

A frequência de ressonância  $\omega_d$  é a frequência natural de oscilação do circuito. A figura 31 mostra de forma gráfica a relação entre  $\omega_0$  e  $\omega_d$ . Em termos físicos, num circuito amortecido como o da figura 32, haverá oscilação na frequência  $\omega_d$  e não em  $\omega_0$ . Esta diferença sutil pode causar confusão, mas esperamos ter esclarecido suficientemente o conceito.

Resumindo:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{frequência para máxima corrente})$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - a^2} \quad (\text{frequência natural de oscilação})$$

Esta distinção é importante em projetos de filtros e osciladores.

A seletividade de um circuito é definida pelo fator  $Q$ :

$$Q = \frac{\omega_d}{B}$$

$\omega_d$  — frequência de ressonância natural.

$B$  — largura de banda de 3 dB, do circuito.

Para o circuito da figura 27, com termos de 2º grau e raízes complexas, temos:

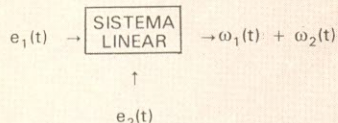
$$B = 2a = \frac{R}{L}$$

A figura 33 mostra, graficamente, em

## Caracterização dos circuitos lineares

Um sistema linear, com excitação  $e(t)$  e resposta  $\omega(t)$ , se caracteriza pelos seguintes princípios:

**Princípio de superposição**



Os sinais  $e_1(t)$  e  $e_2(t)$  podem ser aplicados em pontos diferentes do sistema; uma excitação não afeta a resposta de outra e cada uma delas pode ser tratada separadamente.

**Princípio da homogeneidade**

$$K e_1(t) \rightarrow \text{SISTEMA LINEAR} \rightarrow K \omega_1(t)$$

O ganho é preservado independentemente do sinal excitação.

**Princípio da não criação de novas frequências**

$$e_1(t) \text{ freq 1} \rightarrow \text{SISTEMA LINEAR} \rightarrow \omega_1(t) \text{ freq 1}$$

A resposta estacionária de um sistema linear mantém a mesma frequência do sinal/excitação; um sistema linear não gera novas frequências.



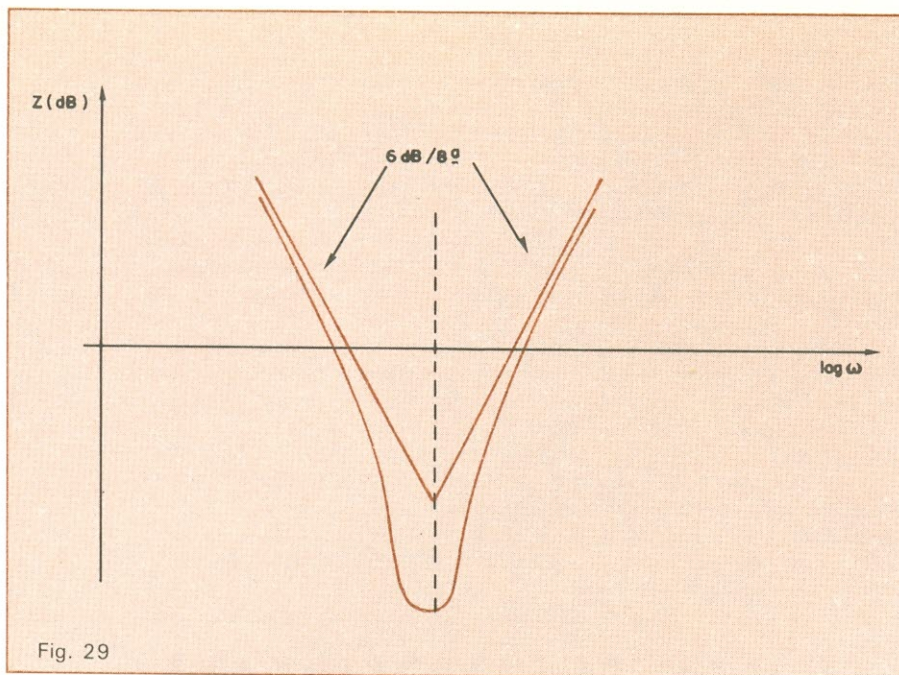


Fig. 29

Aplicação do gráfico  $\text{dB} \times \log \omega$  à equação de 2.º grau.

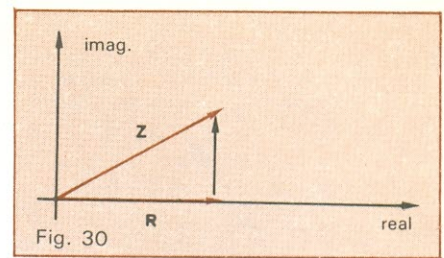


Fig. 30  
Representação gráfica do conceito de impedância.

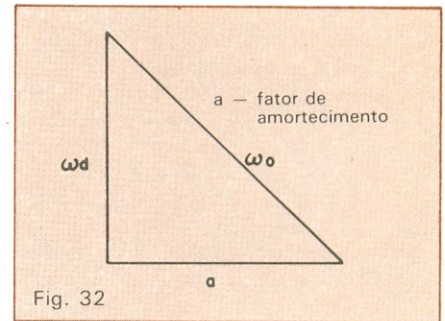


Fig. 32

Representação gráfica da relação entre  $\omega_0$  e  $\omega_d$ .

escala linear, os parâmetros citados. Este estudo da equação de 2.º grau em S, com raízes complexas, prepara o início do tratamento dos filtros analógicos ativos. Nos circuitos apresentados, observa-se que para obter raízes complexas necessitamos de um indutor no circuito. Mas os indutores são elementos inconvenientes devido ao seu peso, custo e maior dificuldade de fabricação, quando comparados aos capacitores; seria interessante se pudéssemos obter raízes complexas apenas com circuitos RC. Isto é realmente possível com a utilização de amplificadores operacionais e com o uso de RC nos elos de realimentação.

Pretendemos tratar oportunamente do tema filtros ativos, em futuro trabalho.

**Microprocessadores e Laplace** — Vimos que existe um razoável trabalho de cálculo numérico envolvido, o que sugere o uso de microcomputadores. E, realmente, hoje existem programas em Basic que calculam as raízes de polinômios de n graus, efetuam a Transformada Inversa de Laplace, fazem projetos de filtros etc. Estes programas são facilmente encontrados na literatura de programação em Basic existente no Brasil. Com mais esta facilidade, a Transformada de Laplace se torna acessível a todos que têm contato com circuitos analógicos.

Esperamos com este artigo ter possibilitado a fixação de conceitos básicos que, futuramente, permitirão introduzir trabalhos práticos de projetos com auxílio de microcomputadores, com base na Transformada de Laplace. ●

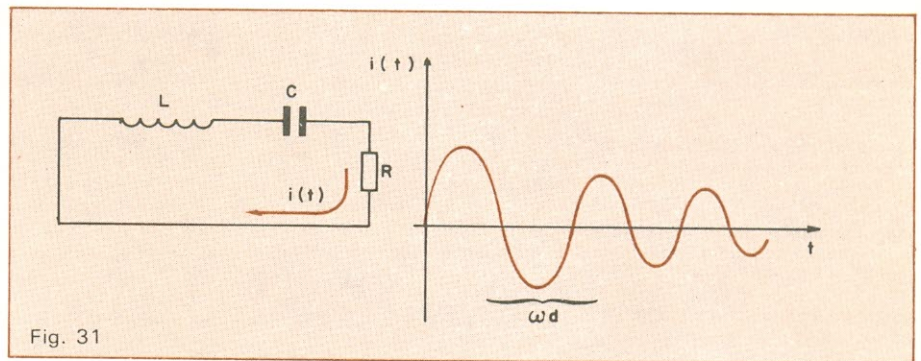


Fig. 31

Oscilação natural de um circuito RLC.

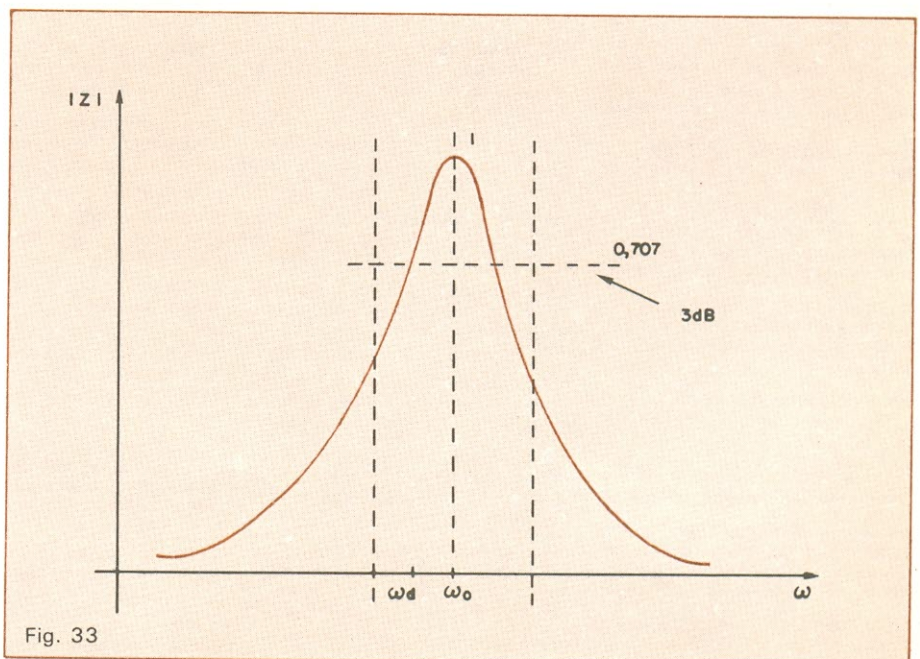


Fig. 33

Seletividade e largura de banda de um circuito RLC.



# Radioamadorismo: essa legislação você precisa conhecer

Transcrevemos aqui duas peças fundamentais da Legislação do Serviço de Radioamador, enviadas à NE por Antonio Carlos Pascoal — Tony/PY2FWT: o decreto n.º 74810, de 4 de novembro de 1974, e a regulamentação da portaria 033, de fevereiro de 1984. Trata-se de um material de consulta de grande valia para quem pratica radioamadorismo no Brasil e deseja obter promoção para classes superiores do Serviço. O conhecimento deste conjunto de normas é também indispensável para os interessados em ingressar no radioamadorismo, e que, para isso, necessitam submeter-se a um exame prévio de legislação, conforme exigência do Ministério das Comunicações.

Decreto n.º 74810, de 4 de novembro/1974 — publicado no *Diário Oficial da União* de 5/11/1974.

## TÍTULO I — INTRODUÇÃO

### Capítulo I — Generalidades

**Art. 1.º** — O Serviço de Radioamador, em todo o território nacional, inclusive águas territoriais e espaço aéreo, assim como nos lugares em que princípios e convenções internacionais lhe reconheçam extraterritorialidade, obedecerá aos preceitos do Código Brasileiro de Telecomunicações e seu Regulamento Geral, aos do presente Regulamento e aos pertinentes baixados pelo Ministério das Comunicações.

**§ 1.º** — Os atos internacionais de natureza normativa sobre o Serviço de Radioamador serão considerados tratados ou convenções, e somente entrarão em vigor a partir de sua aprovação pelo Congresso Nacional.

**§ 2.º** — Os atos internacionais de natureza administrativa, relacionados com o Serviço de Radioamador, entrarão em vigor na data estabelecida em sua publicação, depois de aprovados pelo Presidente da República.

### Capítulo II — Da Finalidade do Serviço

**Art. 2.º** — O Serviço de Radioamador tem como finalidade o treinamento próprio, a comunicação e as investigações técnicas levadas a efeito por amadores devidamente autorizados, interessados na radiotécnica unicamente a título pessoal e que não visam a qualquer objetivo pecuniário ou comercial.

## TÍTULO II — DA CLASSIFICAÇÃO

### Capítulo I — Do Serviço

**Art. 3.º** — O Serviço de Radioamador compreende a transmissão, emissão ou a recepção de símbolos, caracteres, sinais escritos, sons, imagens ou informações de qualquer natureza, por meio de ondas radioelétricas ou processos eletromagnéticos, e pode ser enquadrado em duas modalidades:

- normal;
- de emergência.

**Parágrafo único** — As modalidades a que se refere este artigo são assim entendidas:

a) normal — quando realizada entre radioamadores, com vistas apenas ao contato, à investigação técnica, ao intercâmbio social ou à transmissão de mensagens de natureza pessoal, para as quais, em razão de sua pequena importância, não se justifica recorrer ao serviço público de telecomunicações.

b) de emergência — quando realizada nos casos seguintes:

1 — calamidade pública;

2 — busca e salvamento — quando realizada em auxílio à operação desta natureza;

3 — prestação de serviços às Forças Armadas, à coletividade ou ao indivíduo, quando, em casos especiais, faltem ou falhem os meios normais de telecomunicações.

### Capítulo II — Dos Radioamadores

**Art. 4.º** — Os radioamadores são classificados de acordo com as suas habilitações técnicas e operacionais, nas classes "A", "B" e "C".

**Parágrafo único** — Os radioamadores das classes "A" e "B" serão, obrigatoriamente, maiores de 18 (dezoito) anos, e os da classe "C", maiores de 14 (quatorze) anos.

**Art. 5.º** — O Ministério das Comunicações baixará normas reguladoras das condições de ingresso, de promoção e de operação a serem obedecidas pelos radioamadores, dentro de suas respectivas classes.

**Parágrafo único** — Essas normas serão revistas sempre que se fizer necessária a sua adaptação a atos nacionais e internacionais, ou quando o progresso da técnica o exigir.

## TÍTULO III — DA COMPETÊNCIA

### Capítulo I — Da Outorga

**Art. 6.º** — A outorga de autorização para a execução do serviço de radioamador é de competência exclusiva da União, através do Ministério das Comunicações.

### Capítulo II — Da Execução

**Art. 7.º** — São competentes para a execução do serviço de radioamador:

I — os brasileiros, na forma da Constituição Federal;

II — os portugueses, na forma de acordos internacionais específicos vigentes;

III — os radioamadores estrangeiros, desde que haja reciprocidade de tratamento em seu país.

**Art. 8.º** — Poderão requerer licença para instalação de estação de radioamador:

I — os radioamadores habilitados;

II — universidades e escolas devidamente regularizadas, que tenham no seu currículo o ensino das Telecomunicações;

III — associações de radioamadorismo.

**Art. 9.º** — Toda estação de radioamador deverá ter um responsável por suas atividades.

**Parágrafo único** — O responsável pelas atividades da estação pertencente a uma pessoa jurídica deverá ser, obrigatoriamente, radioamador classe "A".

### Capítulo III — Da Fiscalização

**Art. 10** — Compete à União, por intermédio do Ministério das Comunicações, a fiscalização do Serviço de Radioamador.



## TÍTULO IV — DO PROCESSAMENTO DA OUTORGA DE AUTORIZAÇÃO

### Capítulo I — Generalidades

**Art. 11** — A autorização para a execução do Serviço de Radioamador será outorgada com a expedição do **CERTIFICADO DE LICENÇA DE RADIOAMADOR**.

**Art. 12** — À cada classe de radioamador corresponderá um **CERTIFICADO DE HABILITAÇÃO** distinto.

**Art. 13** — O Ministério das Comunicações poderá, a qualquer tempo, determinar aos executantes do Serviço de Radioamador, que atendam, dentro de determinado prazo, as novas especificações decorrentes de progresso técnico-científico e de novas disposições legais.

**Art. 14** — Os radioamadores licenciados poderão ser chamados, no todo ou em parte, pelo Ministério das Comunicações, a prestar serviço de emergência, formando, temporariamente, uma rede nacional de radioamadores.

**Parágrafo único** — O Ministério das Comunicações baixará normas para a execução desses serviços, fixando critérios para o uso das frequências que forem consignadas especialmente para o mesmo.

**Art. 15** — Em caso de guerra ou de estado de sítio, poderá o Ministério das Comunicações suspender, em qualquer tempo e por prazo indeterminado, a execução do serviço, sem que assista aos autorizados o direito a qualquer indenização.

### Capítulo II — Da Habilitação

**Art. 16** — A outorga de autorização para executar Serviço de Radioamador depende de habilitação prévia do interessado.

**Art. 17** — Serão habilitados como radioamadores da classe "C" os candidatos brasileiros, maiores de 14 (quatorze) anos, que satisfaçam as seguintes condições:

I — apresentem declaração do pai ou tutor, autorizando o menor a requerer habilitação e responsabilizando-se pela fiel observância da legislação vigente por parte do menor;

II — sejam aprovados nos exames de habilitação para esta classe, realizados pelo Ministério das Comunicações.

**Art. 18** — Serão habilitados como radioamadores da classe "B" os candidatos brasileiros e portugueses, maiores de 18 (dezoito) anos, que sejam aprovados nos exames de habilitação ou de promoção a esta classe, realizados pelo Ministério das Comunicações.

**Art. 19** — Serão habilitados como radioamadores classe "A":

I — os aprovados nos exames de promoção à classe "A", realizados pelo Ministério das Comunicações;

II — os radioamadores estrangeiros, nos termos do artigo 7º item III, deste regulamento.

**Art. 20** — Para os exames de habilitação serão observadas as seguintes isenções:

I — os estrangeiros ou técnicos especializados em telecomunicações ou eletrônica, diplomados por escolas oficiais ou oficializadas, mediante a apresentação de prova de qualidade e de acordo com as normas estabelecidas pelo Ministério das Comunicações, ficarão isentos do exame de conhecimento de radioeletricidade;

II — os radiotelegrafistas diplomados por escolas oficiais ou oficializadas, mediante apresentação de prova de qualidade, e de acordo com as normas estabelecidas pelo Ministério das Comunicações, ficarão isentos do exame prático de transmissão e recepção auditiva de textos em código Morse;

III — os candidatos portadores de moléstias contagiosas e os acometidos de males que lhe impeçam a livre locomoção, bem como os cegos, desde que comprovem o estado físico, poderão prestar exame ante uma banca especial.

### Capítulo III — Da Outorga

**Art. 21** — A autorização para execução do Serviço de Radioamador será outorgada pelo Ministério das Comunicações, em caráter precário, às pessoas físicas mencionadas no artigo 7º deste regulamento, e habilitadas na forma do capítulo anterior, mediante a expedição do "Certificado de Habilitação de Radioamador".

### Capítulo IV — Do Certificado de Habilitação de Radioamador

**Art. 22** — O Certificado de Habilitação de Radioamador é intransferível e obedecerá ao modelo fixado em normas do Ministério das Comunicações, dele constando — além dos elementos de identificação do portador — a classe para a qual foi habilitado e o indicativo de chamada.

**Art. 23** — O Certificado de Habilitação será substituído ou alterado pelo Ministério das Comunicações, por iniciativa do interessado, sempre que ocorrerem alterações em quaisquer de seus elementos.

## TÍTULO V — DO RADIOESCUITA

**Art. 24** — O Ministério das Comunicações expedirá certificado de radioescuta aos associados de associação de radioamadores reconhecida pelo Ministério das Comunicações, que o requerem.

**Parágrafo único** — Entende-se como radioescuta a pessoa interessada na radiotécnica a título unicamente pessoal, sem nenhum interesse comercial ou pecuniário, que, para treinamento próprio e/ou investigação técnica, dedica-se à recepção nas faixas de radioamador, de símbolos, caracteres, sinais, escritos, imagens, sons, ou informações de qualquer natureza, captadas através de ondas radioelétricas ou processo eletromagnético autorizado.

## TÍTULO VI — DO FUNCIONAMENTO DAS ESTAÇÕES

### Capítulo I — Da Licença

**Art. 25** — As estações de radioamador não poderão funcionar sem prévia licença expedida pelo Ministério das Comunicações.

**Art. 26** — Da licença deverá constar, obrigatoriamente:

I — elementos de identificação e indicativo de chamada do radioamador responsável pela estação;

II — localização, quando fixa;

III — o limite máximo de potência do transmissor.

**§ 1º** — A licença, a que se refere este artigo, será expedida após a comprovação, pelo interessado, de que está filiado a uma associação de radioamadores reconhecida pelo Ministério das Comunicações.

**§ 2º** — A licença será substituída ou modificada pelo Ministério das Comunicações sempre que ocorrerem alterações em qualquer de seus elementos, por iniciativa do responsável pela estação.

**§ 3º** — Em caso de mudança de localização da estação fixa, o radioamador é obrigado a participá-la ao Ministério das Comunicações, dentro do prazo de 15 (quinze) dias, encaminhando àquele órgão a respectiva licença para a devida alteração.

**§ 4º** — Quando a mudança de endereço implicar em mudanças de indicativo de chamada, o radioamador só poderá reiniciar a operação de sua estação após receber o novo indicativo.

**Art. 27** — Os radioamadores poderão obter licença para a operação de estações móveis e portáteis, nas faixas correspondentes à classe em que estiverem habilitados.

**Art. 28** — A licença de funcionamento da estação perderá sua validade quando:

I — for cassado o Certificado de Habilitação de Radioamador do responsável pela estação;

II — for julgado inconveniente pelo Ministério das Comunicações o funcionamento da estação.

**Art. 29** — Na vigência da licença de funcionamento de sua estação, o radioamador deverá atender à seguintes obrigações:

I — prestar, a qualquer tempo, informações que habilitem o Ministério das Comunicações ajuizar da maneira por que está sendo utilizada a autorização;

II — submeter-se ao regime de fiscalização que foi estabelecido pelo Ministério das Comunicações;

III — submeter-se ao caráter precário da autorização, não assistindo ao autorizado direito à indenização em caso de suspensão definitiva do serviço;

IV — pagar as taxas ou emolumentos aplicáveis ao serviço;

V — sujeitar-se à intransferibilidade, direta ou indireta, da autorização;

VI — filiar-se a uma associação de radioamadores reconhecida pelo Ministério das Comunicações.

### Capítulo II — Das Normas e Condições Técnicas

**Art. 30** — As estações de radioamador deverão ser operadas de conformidade com a respectiva licença.

**Art. 31** — As condições técnicas e operacionais das estações serão fixadas por normas baixadas pelo Ministério das Comunicações.

### Capítulo III — Das Interferências

**Art. 32** — O radioamador é obrigado a observar as normas técnicas e procedimentos operacionais em vigor e os que vierem a ser baixados pelo Ministério das Comunicações, com a finalidade de evitar interferências prejudiciais às telecomunicações.

**Art. 33** — As denúncias sobre interferências serão comunicadas por escrito ao Ministério das Comunicações, devendo conter informações completas relativas à fonte interferente.

**Art. 34** — O responsável pela estação ou instalação referida como interferente é obrigado a facilitar as inspeções promovidas pelo Ministério das Comunicações.

**Art. 35** — Se for, realmente, constatada interferência prejudicial, a estação de radioamador responsável é obrigada, imediatamente, a interromper as suas transmissões, até que seja sanada a interferência.

**Art. 36** — O órgão fiscalizador do Ministério das Comunicações suspenderá, linearmente, a execução do serviço de radioamador que esteja causando interferências capazes de prejudicar a execução de quaisquer serviços de emergência ou de proteção à vida humana.

### Capítulo IV — Das Interrupções

**Art. 37** — Quando um radioamador pretender deixar de operar ou interromper o funcionamento de estação sob sua responsabilidade, por prazo superior a 180 (cento e oitenta) dias, deverá participar ao Ministério das Comunicações, comunicando, na mesma ocasião, a provável data de reinício da operação ou funcionamento da estação.

**Art. 38** — Ao radioamador que se mantiver inativo por um período superior a 5 (cinco) anos, deverá ser exigida a prova de encontrar-se ainda apto a operar estações de radioamador.

**Parágrafo único** — A prova consistirá em exame referente à LEGISLAÇÃO relativa ao Serviço de Radioamador.

## TÍTULO VII — DOS COMUNICADOS E REGISTROS

### Capítulo I — Dos comunicados

**Art. 39** — O tráfego de mensagem ou comunicados entre estações de ra-



dioamadores, reger-se-á pela Legislação e procedimentos estabelecidos pelo Ministério das Comunicações, e pelas disposições internacionais, contidas em tratados e convenções, ratificadas pelo Governo Brasileiro.

**Art. 40** — É vedado ao radioamador:

I — tratar ou comentar assunto de natureza comercial, política, religiosa ou racial;

II — utilizar-se de códigos ou linguagem cifrada, ressaltando o uso do código "Q";

III — aceitar qualquer remuneração em troca de serviço eventualmente prestado;

IV — consentir que pessoa não habilitada, quando ausente, utilize sua estação;

V — manter ou estabelecer comunicação de interesse de terceiros, fora dos casos previstos na legislação vigente e acordos internacionais;

VI — transmitir discurso, música ou qualquer outra forma de diversão pública;

VII — publicar, divulgar ou utilizar, com qualquer fim e por qualquer forma, telecomunicações eventualmente interceptadas;

VIII — manter comunicações com radioamadores de países estrangeiros, com os quais o país não mantenha relações diplomáticas;

IX — transmitir simultaneamente em mais de um canal, exceto nos casos previstos em normas baixadas pelo Ministério das Comunicações.

**Art. 41** — O radioamador somente poderá operar nas faixas de frequência e tipos de emissão correspondente à classe para a qual esteja habilitado e licenciado.

**Art. 42** — No início e no fim de cada comunicação, é obrigatória a declaração dos indicativos de chamada correspondentes aos radioamadores em comunicação, bem como a indicação da localidade em que os mesmos se encontrem durante a comunicação, em intervalo que não excedam a 5 (cinco) minutos.

**Parágrafo único** — É obrigatória a transmissão do indicativo de chamada na sua constituição integral, não sendo permitido abreviá-lo pela omissão de qualquer de suas partes constitutivas.

**Art. 43** — Sob a responsabilidade dos radioamadores, e restrito comunicado à transmissão de notícias urgentes e de caráter pessoal, é permitido que pessoas não habilitadas utilizem suas estações, respeitadas as disposições da legislação vigente.

**§ 1º** — Tais transmissões só poderão ser efetuadas na presença do responsável pela estação, a quem competirá, obrigatoriamente, iniciar e encerrar o comunicado, e a quem caberá, exclusivamente, a responsabilidade por qualquer infração cometida durante a transmissão.

**§ 2º** — O radioamador estrangeiro poderá operar, eventualmente, estações de radioamadores brasileiros, na presença do responsável pela estação, devendo transmitir, além do seu próprio indicativo, o do operador da estação que estiver operando.

## Capítulo II — Dos Registros

**Art. 44** — Os radiamadores deverão, obrigatoriamente, promover o registro cronológico de todos os comunicados realizados.

## TÍTULO VIII — DAS REQUISIÇÕES E DESAPROPRIAÇÃO

**Art. 45** — As estações de radioamadores poderão ser requisitadas ou desapropriadas, nos termos previstos na Constituição e Leis Vigentes.

**Parágrafo único** — Em caso de emergência, os radioamadores poderão ser chamados pelo Ministério das Comunicações a prestar serviços de caráter público, nas formas das disposições dos regulamentos.

## TÍTULO IX — DAS TAXAS

**Art. 46** — O radioamador está sujeito ao pagamento de taxas, fixadas em lei.

## TÍTULO X — DAS INFRAÇÕES E PENALIDADES

### Capítulo I — Das Infrações

#### Seção I — Da Natureza

**Art. 47** — Para os efeitos deste Regulamento, são consideradas infrações na execução do serviço de radioamador, os seguintes atos:

I — incitar a desobediência às leis ou às decisões judiciais;

II — divulgar segredos de Estado ou assuntos que prejudiquem a segurança nacional;

III — ultrajar a honra nacional;

IV — fazer propaganda de guerra ou processos de subversão da ordem política ou social;

V — promover campanha discriminatória de classes, cor, raça e religião;

VI — insuflar a rebeldia ou a indisciplina nas Forças Armadas ou nas organizações de segurança pública;

VII — comprometer as relações internacionais do país;

VIII — ofender a moral familiar, pública ou os bons costumes;

IX — caluniar, injuriar ou difamar os Poderes Legislativo, Executivo ou Judiciário ou os respectivos membros;

X — veicular notícias falsas, com perigo para a ordem pública, econômica e social;

XI — colaborar na prática da rebeldia, desordens ou manifestações proibidas;

XII — criar situação que possa resultar perigo de vida;

XIII — interromper a execução do serviço de radioamador por mais de 2 (dois) anos consecutivos, exceto quando houver autorização do Ministério das Comunicações;

XIV — não atender às determinações de natureza legal ou técnica, demonstrando, assim, a superveniência de incapacidade para a execução do serviço objeto da licença;

XV — permitir, por ação ou omissão, que qualquer pessoa, utilizando sua estação, pratique as infrações referidas nos itens de I a XII deste artigo;

XVI — não atender a determinação do Ministério das Comunicações, de suspender a execução do serviço, no caso de ocorrer a hipótese do artigo 15 deste regulamento;

XVII — não efetuar os pagamentos das taxas a que estiver sujeito, dentro dos prazos estabelecidos;

XVIII — executar o serviço de radioamador em desacordo com os termos da licença, ou não atender às normas e condições fixadas para sua execução;

XIX — causar interferência prejudicial às telecomunicações;

XX — incidir em quaisquer das práticas proibidas no artigo 40 deste Regulamento;

XXI — deixar de cumprir o disposto no artigo 29 deste Regulamento;

XXII — não atender aos prazos estabelecidos neste Regulamento e nas normas baixadas pelo Ministério das Comunicações;

XXIII — não comunicar ao Ministério das Comunicações as modificações de local da estação fixa que constar do certificado de licença;

XXIV — não atender à convocação emanada de autoridade competente para prestar serviço de emergência;

XXV — operar em faixas de frequências diferentes das autorizadas para a sua classe.

### Seção II — Da Reincidência

**Art. 48** — Para os efeitos deste Regulamento, considera-se reincidência a reiteração, dentro de 1 ano, da prática da mesma infração já punida anteriormente.

## Capítulo II — Das Penalidades

### Seção I — Generalidades

**Art. 49** — As penas por infração ao disposto neste Regulamento e em prejuízo de outras penalidades previstas em lei são:

I — multa;

II — suspensão;

III — cassação;

IV — detenção.

**Parágrafo único** — Nas infrações em que, a juízo do Ministério das Comunicações, não se justificar a aplicação da pena, o infrator será advertido, considerando-se a advertência como agravante na aplicação de penas por inobservância do mesmo ou de outro preceito legal.

### Seção II — Da Multa

**Art. 50** — A pena de multa poderá ser aplicada, isolada ou conjuntamente, por infração de qualquer dispositivo legal.

**Parágrafo único** — A multa terá seu valor estipulado, conforme a legislação específica.

### Seção III — Da Suspensão

**Art. 51** — Os radioamadores estão sujeitos à pena de suspensão, nas seguintes proporções:

A) de 1 (um) a 15 (quinze) dias, quando praticarem as infrações previstas nos itens XXII e XXV do art. 47, deste Regulamento;

B) de 15 (quinze) a 30 (trinta) dias, quando praticarem as infrações previstas nos itens XVIII à XXII do art. 47, deste Regulamento.

### Seção IV — Da Cassação

**Art. 52** — Os radioamadores estão sujeitos à pena de cassação do Certificado de Licença, quando:

I — houver reincidência na prática de infração anteriormente punida com suspensão;

II — no prazo estipulado pelo Ministério das Comunicações, não corrigirem as irregularidades motivadoras da suspensão anteriormente imposta;

III — incidirem nas infrações previstas nos itens I (um) a XVII (dezessete), do art. 47, deste Regulamento.

### Seção V — Da Aplicação das Penas

**Art. 53** — A autoridade competente, ao aplicar a pena, atenderá aos antecedentes, à idoneidade, à intensidade do dolo ou da culpa, aos motivos, às circunstâncias e às consequências da infração.

## Capítulo III — Da Competência Para a Aplicação de Penas

**Art. 54** — Compete ao Ministério das Comunicações aplicar as penas previstas neste Regulamento.

**Parágrafo único** — Qualquer autoridade ou agente policial poderá suspender a execução do serviço "ad referendum" do Ministério das Comunicações, quando for criada situação de perigo de vida e até ficar comprovada a correção da irregularidade.



## Capítulo IV — Do Pedido de Reconsideração do Recurso

**Art. 55** — Da punição imposta caberá pedido de reconsideração à autoridade competente, no prazo de 10 (dez) dias, a contar da data do conhecimento da punição.

§ 1º — Denegado o pedido de reconsideração, caberá recurso voluntário para o Ministério das Comunicações no prazo de 10 (dez) dias do conhecimento do ato negatório.

§ 2º — Não haverá recurso quando a punição for imposta pelo Ministério das Comunicações.

## TÍTULO XI — DOS CRIMES

**Art. 56** — Constitui crime punível com pena de detenção de 1 (um) a 2 (dois) anos, aumentada da metade se houver dano a terceiros, a instalação ou utilização de equipamentos transmissores de telecomunicações, sem observância do disposto na legislação vigente.

**Parágrafo único** — Precedendo ao processo penal, para os efeitos referidos neste artigo, será liminarmente procedida a busca e a apreensão da estação ou aparelhos instalados ilegalmente.

**Art. 57** — Incurrerá em responsabilidade criminal quem violar os serviços de telecomunicações, como previsto no Código Brasileiro de Telecomunicações, no Código Penal e demais dispositivos legais.

## TÍTULO XII — DAS ASSOCIAÇÕES DE RADIOAMADORES

**Art. 58** — A Liga de Amadores Brasileiros de Rádio Emissão — LABRE —, e as associações de radioamadores reconhecidas pelo Ministério das Comunicações, deverão:

I — manter relações oficiais com o Ministério das Comunicações nos assuntos pertinentes ao radioamadorismo e de interesse de seus associados;

II — auxiliar, por solicitação do Ministério das Comunicações, na fiscalização das atividades dos radioamadores;

III — cooperar com o Ministério das Comunicações para a fiel observância, pelos seus associados, das Leis, Regulamentos e Normas pertinentes ao Serviço de Radioamador;

IV — fornecer ao Ministério das Comunicações as informações que se fizerem necessárias sobre as atividades de seus associados;

V — Manter o Ministério das Comunicações a par da organização da associação e dos nomes de seus dirigentes;

VI — solicitar ao Ministério das Comunicações todos os elementos que dele dependam para a completa realização de sua finalidade;

VII — representar ao Ministério das Comunicações quando comprovar a prática de infrações cometidas por seus associados, que devam ser por este apreciadas;

VIII — manter, facultativamente, nas faixas de radioamadores, estações destinadas a transmissões de informações oficiais de interesse do radioamadorismo;

IX — cooperar, por solicitação do Ministério das Comunicações, na realização dos exames de habilitação para radioamadores no encaminhamento de documentos de interesse de seus associados;

X — promover, por todos os meios ao seu alcance, o desenvolvimento técnico dos radioamadores, seus associados, bem como o ensino da radiotelegrafia.

## TÍTULO XIII — DAS DISPOSIÇÕES GERAIS

**Art. 59** — Enquanto não forem baixadas pelo Ministério das Comunicações novas normas reguladoras de execução do Serviço de Radioamador, continuarão em vigor as disposições que disciplinam a matéria, não colidentes com o presente Regulamento.

## REGULAMENTAÇÃO DA PORTARIA 033 (fevereiro de 1984)

O diretor geral do Departamento Nacional de Telecomunicações — DENTEL —, no uso de suas atribuições, considerando a necessidade de complementar, a nível deste Departamento, a Norma de Execução do Serviço de Radioamador — N-05/75, aprovado pela portaria MC n.º 497, de 06 de junho de 1975, resolve:

Estabelecer os seguintes procedimentos relacionados com a autorização para executar o Serviço de Radioamador:

### 1 — EXAME DE HABILITAÇÃO

**1.1** — O exame de habilitação para operar estação de radioamador será considerado:

— REGULAR, quando realizado nas Diretorias Regionais, Núcleo Regional de Brasília e Agências.

— ESPECIAL, quando realizado em outros locais.

**1.2** — O exame constituir-se-á das seguintes provas, todas eliminatórias, aplicadas na sequência e com a duração indicada:

1º — LEGISLAÇÃO, trinta minutos;

2º — RADIOELETRICIDADE, sessenta minutos;

3º — RECEPÇÃO AUDITIVA DE SINAIS EM CÓDIGO MORSE, cinco minutos;

4º — TRANSMISSÃO DE SINAIS EM CÓDIGO MORSE, cinco minutos.

**1.2.1** — As provas de LEGISLAÇÃO e de RADIOELETRICIDADE constarão de 12 a 20 questões, respectivamente, selecionadas do texto das publicações do DENTEL denominadas PUB LEG 02 e PUB LEG 03. As provas de RADIOTELEGRAFIA serão selecionadas da PUB LEG 05.

#### 1.3 — Inscrição a exame

**1.3.1** — A inscrição a exame regular poderá ser feita pessoalmente, por telefone, via postal ou por intermédio de associação de radioamadores.

**1.3.2** — Para inscrição a exames deverá ser fornecido:

— nome completo do candidato;

— número do documento de identificação e órgão expedidor (será aceito qualquer documento válido como identificação, que tenha fé pública).

**1.3.3** — O candidato que pretender isenção das provas de radioeletricidade ou de transmissão e de recepção auditiva de sinais em código Morse, conforme previsto no artigo 20 do Regulamento do Serviço de Radioamador, apresentará, no ato da inscrição, a comprovação pertinente, prevista no anexo I desta instrução.

**1.3.4** — O candidato de nacionalidade portuguesa deverá comprovar, no ato da inscrição, haver adquirido o reconhecimento de igualdade de direitos e obrigações civis com os nacionais.

**1.3.5** — Nos casos a que se referem os subitens 1.3.3 e 1.3.4, não será admitida a inscrição por telefone.

**1.3.6** — O candidato poderá inscrever-se e prestar exame em qualquer Diretoria Regional, Núcleo Regional de Brasília ou Agência, independentemente do seu domicílio.

**1.3.7** — A inscrição a exame especial será feita por requerimento coletivo dos candidatos ou por intermédio de associação de radioamadores.

**1.3.7.1** — Os exames especiais visam atender primordialmente os moradores da região onde serão aplicados.

**1.3.7.2** — A inscrição a exame especial deverá ser feita com antecedência mínima de oito dias úteis da data prevista para a realização do mesmo.

**1.3.8** — Aos candidatos será fornecido o comprovante de inscrição, formulário DNT-049, quando necessário.

**1.3.9** — Os documentos exigidos para a inscrição serão devolvidos na conformação desta.

#### 1.4 — Realização do Exame

**1.4.1** — Os exames regulares serão realizados com frequência e datas preestabelecidas pelas Diretorias Regionais do DENTEL.

**1.4.2** — A realização de exame especial eventual, a critério das Diretorias Regionais do DENTEL.

**1.4.3** — Na realização de exames serão considerados os seguintes critérios:

— na sala é vedada a permanência de outras pessoas, além dos candidatos e dos integrantes da banca de exame;

— o ingresso na sala dependerá de comprovação de identidade do candidato, em confronto com a lista de inscrição.

**1.4.4** — O menor que não possuir cédula de identidade deverá apresentar, além de certidão de nascimento, qualquer documento que o identifique.

**1.4.5** — O candidato que tiver comportamento inconveniente durante a prestação de qualquer das provas será impedido de prosseguir o exame e será considerado reprovado.

**1.4.6** — O diretor regional poderá anular o exame, no todo ou em parte, com fundamento nos fatos ocorridos durante sua realização, registrados no verso do formulário DNT-048 ou em posterior denúncia de ter ocorrido fraude na sua realização, devendo esta ser documentada.

**1.4.7** — Compete ao diretor regional o deferimento de pedido para prestação de exame perante banca especial, conforme previsto no inciso III do art. 20 do Regulamento do Serviço de Radioamador.

**1.4.7.1** — Na ocasião, o diretor regional estabelecerá os métodos de aplicação e de apuração do resultado das provas, tendo em vista as peculiaridades do exame.

#### 1.5 — Resultado das provas

**1.5.1** — Na correção das provas, também serão consideradas erradas as respostas que:

— apresentarem qualquer tipo de rasura;

— forem preenchidas a lápis;

— forem assinaladas em duplicidade.



**1.5.2** — O resultado de cada prova será divulgado logo que terminada, tendo em vista seu caráter eliminatório.

**1.5.3** — A divulgação do resultado final será feita ao candidato, imediatamente após a realização do exame, podendo, também, ser efetivada:

- por ligação telefônica urbana;
- por via postal;
- por intermédio de associação de radioamadores.

**1.5.4** — As folhas de respostas e as fitas de gravação utilizadas no exame serão conservadas durante os 20 dias subsequentes à divulgação dos resultados, após o que serão inutilizadas.

## 2 — AUTORIZAÇÃO PARA EXECUTAR O SERVIÇO

### 2.1 — Requerimento

**2.1.1** — O Certificado de Habilitação de Radioamador será expedido ao aprovado em exame de habilitação que o requeira à Diretoria Regional em cuja jurisdição seja domiciliado, DENTRO DO PRAZO MÁXIMO DE TRINTA DIAS, contados da divulgação do resultado do exame, após o que este será considerado caduco.

**2.1.2** — Deverão ser utilizados os formulários DNT-171 e DNT-172 para requerer Certificado de Habilitação e Licença para Funcionamento da Estação.

### 2.2 — Filiação à Associação de Radioamadores

**2.2.1** — No caso de ingresso, reingresso ou reabilitação, deverá constar no formulário DNT-171 a comprovação de filiação a uma associação de radioamadores, conforme determina o Regulamento do Serviço de Radioamador, aprovado pelo Decreto nº 74.810, de 4 de novembro de 1974, para aqueles que pretendem obter, além de Certificado de Habilitação, a licença para Funcionamento da Estação.

### 2.3 — Taxa de fiscalização da instalação

**2.3.1** — O pedido de autorização deverá estar acompanhado do comprovante do recolhimento da correspondente taxa de fiscalização da instalação, a que se refere a lei nº 5.070, de 7 de julho de 1966, quando devida.

Será devida a taxa de fiscalização de instalação nos seguintes casos:

- a) quando se tratar do pedido de licenciamento de estação;
- b) quando ocorrer mudança de local da estação de domicílio principal ou de domicílio adicional para outra unidade da federação;
- c) cada vez que ocorrer mudança de local da estação repetidora ou alteração das características técnicas previstas na licença para funcionamento da mesma.

### 2.4 — Certificado de Habilitação

O Certificado de Habilitação será expedido aos candidatos aprovados nos exames de habilitação ou promoção e aos radioamadores estrangeiros naturais de países com os quais o Brasil mantém acordo de reciprocidade de tratamento para o Serviço de Radioamador.

### 2.5 — Licença para Funcionamento da Estação

**2.5.1** — A licença para funcionamento é a autorização para instalar estação do Serviço de Radioamador.

**2.5.2** — À cada estação corresponderá uma *licença para funcionamento*, que deverá estar sempre junto à mesma.

**2.5.3** — A *licença para funcionamento* de estação de domicílio principal faculta a operação de estação móvel e portátil, exceto no caso de Universidades e Escolas referidas na letra "D" do subitem 10.2 da Norma 0575, aprovada pela portaria MC 497, de 06-06-75.

**2.5.4** — Junto ao equipamento (ou equipamentos) transmissor das estações móvel e portátil, deve permanecer cópia autenticada da *licença para funcionamento* da estação de domicílio principal.

**2.5.5** — Não será autorizada a instalação de estação de domicílio adicional na unidade federativa onde o radioamador possua estação de domicílio principal, porquanto é facultada a operação de estação portátil e móvel, conforme o previsto no subitem 2.5.3 desta instrução.

**2.5.6** — Somente poderá ocorrer o licenciamento para estação de domicílio principal em ilha oceânica quando o radioamador comprovar ser ali domiciliado.

**2.5.7** — É de cinco anos o prazo de validade da *licença para funcionamento* da estação de domicílio principal, renovável por igual período, por iniciativa do DENTEL e independente de novo exame.

**2.5.7.1** — O prazo de validade da *licença para funcionamento* de estação de domicílio adicional, em ilha oceânica, será limitado ao período de permanência do radioamador na mesma.

**2.5.7.2** — O termo final do prazo de validade da *licença para funcionamento* de estações de domicílio adicional e de repetidoras será igual ao da estação de domicílio principal.

**2.5.7.3** — A renovação da licença para novo período será efetuada pelo DENTEL, dentro dos trinta dias anteriores ao funcionamento, com base nos assentamentos cadastrais existentes, cuja atualização incumbe ao radioamador.

**2.5.8** — A *licença para funcionamento* não procurada pelo seu titular, ou devolvida pelo correio por não coincidir com o endereço constante do cadastro do DENTEL, será cancelada após decorridos 180 dias, a contar da data de sua emissão, respectivamente.

## 3 — PROMOÇÃO DE CLASSE

**3.1** — São condições para se efetivar a promoção à classe A:

- haver sido aprovado em exame de promoção;

— comprovar haver exercido atividades de radioamador na classe B por período superior a 1 ano.

**3.1.1** — A comprovação de estar exercendo atividades de radioamador na classe B por mais de 1 ano será fornecida pela associação de radioamadores a que estiver filiado e constará no requerimento (formulário DNT-171).

**3.1.2** — Mesmo que o radioamador não possua estação e, consequentemente, não tenha a *licença para funcionamento*, deverá apresentar a comprovação mencionada no subitem anterior.

## 4 — REABILITAÇÃO

**4.1** — Reabilitação é a faculdade concedida ao radioamador punido com a cassação da outorga, ou que permanece inativo por período superior a 5 anos, de requerer nova autorização para executar o Serviço de Radioamador.

**4.1.1** — No caso de inatividade compete ao interessado apresentar documento que comprove ter sido radioamador.

**4.2** — A reabilitação para executar o serviço de radioamador depende da aprovação em prova de legislação.

**4.2.1** — A inscrição daquele que foi punido com a cassação da outorga somente será facultada após decorridos 2 anos, a juízo do Diretor Regional do DENTEL, contados da publicação da pena aplicada.

## 5 — REINGRESSO

**5.1** — Reingresso é a faculdade de requerer nova autorização, concedida ao radioamador que teve a sua autorização revogada por qualquer motivo que não a aplicação de pena, desde que o faça dentro do prazo de até 5 anos após a publicação do ato revogatório.

**5.2** — A nova autorização será emitida sem necessidade de prestação de exame, exigindo-se o recolhimento de nova taxa de fiscalização da instalação e o atendimento a eventuais exigências pendentes, anteriores à revogação.

## 6 — RADIOMADOR ESTRANGEIRO

**6.1** — A autorização para radioamador estrangeiro operar no Brasil proceder-se-á nas condições estabelecidas nos acordos de reciprocidade de tratamento existentes.

**6.2** — O requerimento solicitando autorização para executar o serviço de radioamador deve ser apresentado nos formulários DNT-171 e DNT-172, sendo exigida, também, a apresentação:

- A) da habilitação de radioamador;
- B) do passaporte ou da carteira de identidade para estrangeiro;
- C) da comprovação de estar filiado a uma associação de radioamadores, reconhecida pelo Ministério das Comunicações, e do comprovante do recolhimento da taxa de fiscalização da instalação, se pretender, além do Certificado de Habilitação, Licença de Estação.

**6.3** — A autorização para radioamador estrangeiro é definida com a expedição do Certificado de Habilitação de Radioamador classe "A" e, pretendendo instalar estação própria com a emissão da *licença para funcionamento*.

**6.3.1** — O prazo de validade da licença será coincidente com o prazo de sua permanência no Brasil ou com o da validade da habilitação que possuir, adotando-se, sempre, o menor dos dois.

**6.4** — A renovação do prazo de validade da *licença para funcionamento* expedida para radioamador estrangeiro depende da comprovação de:

- haver sido renovada sua habilitação no país que expediu;
- estar regularizada sua permanência no Brasil;
- estar filiado a uma associação de radioamadores, no Brasil (carimbo aplicado no formulário DNT-171); e
- estar em situação regular perante o fundo de fiscalização das Telecomunicações.

**6.5** — Ocorrendo a naturalização brasileira do radioamador estrangeiro, estará, automaticamente, cancelado o correspondente certificado de radioamador que o autoriza a executar o serviço no Brasil.

**6.5.1** — Para obter nova autorização, deverá se submeter aos exames para ingresso na classe "C" ou na classe "B", conforme queira.

## 7 — ALTERAÇÕES

**7.1** — Os pedidos referentes a alterações na autorização deferida, bem como a comunicação de modificações nos assentamentos cadastrais, deverão ser encaminhados ao DENTEL, mediante a utilização dos formulários DNT-171 e DNT-172.

**7.2** — No caso de mudança na localização da estação de domicílio principal, que implique em modificação do indicativo de chamada, o pedido deverá ser dirigido à Diretoria Regional em cuja jurisdição esteja situado o novo endereço.

**7.3** — O pedido de licença para funcionamento de estação de domicílio adicional deverá ser dirigido à Diretoria Regional em cuja jurisdição esteja a estação de domicílio principal.

## 8 — INDICATIVO DE CHAMADA

**8.1** — É facultado aos radioamadores das classes "A" e "B" escolherem o seu indicativo de chamada dentre aqueles que estiverem vagos.



**8.2** — A atribuição de indicativo de chamada para a classe "C" obedecerá a sequência alfabética dos indicativos vagos e a ordem cronológica da apresentação dos requerimentos.

**8.2.1** — Os indicativos de chamada para radioamadores classe "C" serão formados pelo prefixo da unidade da federação, seguido do agrupamento de três letras do alfabeto, conforme segue:

Unidade da federação	Prefixo	Agrupamento de letras
DISTRITO FEDERAL	PU2	AAA a EZZ
ESTADO DO ACRE	PU8	JAA a LZZ
ESTADO DE ALAGOAS	PU7	AAA a DZZ
ESTADO DO AMAZONAS	PU8	AAA a CZZ
ESTADO DA BAHIA	PU6	WAA a YZZ e JAA a VZZ
ESTADO DO CEARÁ	PU7	MAA a PZZ
ESTADO DO ESPÍRITO SANTO	PU1	AAA a IZZ
ESTADO DE GOIÁS	PU2	FAA a JZZ
ESTADO DO MARANHÃO	PU8	MAA a OZZ
ESTADO DO MATO GROSSO	PU9	WAA a YZZ e OAA a VZZ
ESTADO DO MATO GROSSO DO SUL	PU9	AAA a NZZ
ESTADO DE MINAS GERAIS	PU4	WAA a YZZ e AAA a VZZ
ESTADO DO PARÁ	PU8	WAA a YZZ
ESTADO DA PARAÍBA	PU7	EAA a HZZ
ESTADO DO PARANÁ	PU5	WAA a YZZ e MAA a VZZ
ESTADO DE PERNAMBUCO	PU7	WAA a YZZ e RAA a VZZ
ESTADO DO PIAUÍ	PU8	PAA a SZZ
ESTADO DO RIO DE JANEIRO	PU1	WAA a YZZ e JAA a VZZ
ESTADO DO RIO GRANDE DO NORTE	PU7	JAA a LZZ
ESTADO DO RIO GRANDE DO SUL	PU3	WAA a YZZ e AAA a VZZ
ESTADO DE SANTA CATARINA	PU5	AAA a LZZ
ESTADO DE SÃO PAULO	PU2	WAA a YZZ e KAA a VZZ
ESTADO DE SERGIPE	PU6	AAA a JZZ
ESTADO DE RONDÔNIA	PU8	DAA a FZZ
ILHAS OCEÂNICAS	PU0	WAA a YZZ e AAA a VZZ
TERRITÓRIO DO AMAPÁ	PU8	GAA a IZZ
TERRITÓRIO DE RORAIMA	PU8	TAA a VZZ

**8.2.2** — As Diretorias Regionais do DENTEL terão prazo até 31/DEZEMBRO do corrente ano para procederem às alterações dos INDICATIVOS DE CHAMADA atribuídos às estações de radioamadores classe "C".

**8.2.2.1** — Na formação do novo indicativo de chamada, será mantido o agrupamento de letras do anterior, quando possível.

**8.3** — A Diretoria Regional do DENTEL em Belém terá prazo até 30/ABRIL do corrente ano para proceder à alteração dos indicativos de chamada atribuídos às estações de radioamadores classe "A" e "B" do território federal do AMAPÁ.

**8.4** — Poderá haver atribuição de indicativos de chamadas especiais, no caso de participação em concursos internacionais, com validade restrita ao período do concurso, vedada a utilização em outra atividade.

**8.4.1** — A distribuição de indicativos de chamadas especiais será efetivada mediante a expedição da respectiva Licença de Estação de Radioamador, pelas Diretorias Regionais.

**8.4.2** — Os indicativos especiais serão formados pelo prefixo especial da unidade da federação do domicílio principal, seguido do agrupamento de letras do seu indicativo de chamada usual.

**8.4.3** — Os prefixos especiais, por unidade da federação, são os seguintes:

Unidade da Federação	Prefixo especial
DISTRITO FEDERAL	ZV-2
ESTADO DO ACRE	ZZ-8
ESTADO DE ALAGOAS	ZZ-7
ESTADO DO AMAZONAS	ZZ-8
ESTADO DA BAHIA	ZY-6
ESTADO DO CEARÁ	ZV-7
ESTADO DO ESPÍRITO SANTO	ZZ-1
ESTADO DE GOIÁS	ZZ-2
ESTADO DO MARANHÃO	ZX-8
ESTADO DO MATO GROSSO	ZY-9
ESTADO DO MATO GROSSO DO SUL	ZV-9
ESTADO DE MINAS GERAIS	ZY-4
ESTADO DO PARÁ	ZY-8
ESTADO DA PARAÍBA	ZX-7
ESTADO DO PARANÁ	ZY-5
ESTADO DE PERNAMBUCO	ZY-7
ESTADO DO PIAUÍ	ZW-8
ESTADO DO RIO DE JANEIRO	ZY-1
ESTADO DO RIO GRANDE DO NORTE	ZW-7
ESTADO DO RIO GRANDE DO SUL	ZY-3
ESTADO DE SANTA CATARINA	ZZ-5
ESTADO DE SÃO PAULO	ZY-2
ESTADO DE SERGIPE	ZZ-6
ESTADO DE RONDÔNIA	ZZ-8
ILHAS OCEÂNICAS	ZY-0
TERRITÓRIO DO AMAPÁ	ZV-8
TERRITÓRIO DE RORAIMA	ZZ-8

**8.5** — A atribuição de indicativos de chamada para estações localizadas em ilhas oceânicas e a expedição das respectivas licenças são da competência da Divisão de Telecomunicações, devendo ser observados os seguintes critérios:

**8.5.1** — No indicativo constará letra identificadora da respectiva ilha, conforme a seguinte indicação:

"F" — para estações localizadas na ilha de Fernando de Noronha;  
 "S" — para estações localizadas nos penedos de S. Pedro e S. Paulo;  
 "T" — para estações localizadas na ilha de Trindade;  
 "R" — para estações localizadas na atol das Rocas;  
 "M" — para estações localizadas na ilha de Martin Vaz.

**8.5.2** — Para estações de radioamadores de classe "C", os indicativos serão formados pelo prefixo "PU0", seguido do agrupamento de três letras, sendo a primeira letra, aquela identificadora da ilha oceânica em questão.

**8.5.3** — Para estações de radioamadores da classe "B" ou "A", os indicativos serão formados pelo prefixo "PY0", seguido do agrupamento de duas ou três letras, sendo a primeira letra aquela identificadora da ilha oceânica em questão.

## 9 — RADIOESCUOTA

**9.1** — Os interessados na obtenção do certificado de radioescuta, conforme disposto na Norma de Execução do Serviço de Radioamador N-05/75, deverão encaminhar, à Diretoria Regional do DENTEL de sua jurisdição, o requerimento para expedição de certificado de RADIOESCUOTA (formulário DNT-055).

## 10 — DISPOSIÇÕES GERAIS

### 10.1 — Associação de Radioamadores

É considerada associação de radioamadores, para efeitos desta instrução, aquela que seja reconhecida pelo Ministério das Comunicações, conforme disposto na Norma N-05/75.

### 10.2 — HABILITAÇÃO DO CANDIDATO

O candidato à habilitação para executar o Serviço de Radioamador na classe "B" que seja aprovado na prova de LEGISLAÇÃO, mas reprovado em qualquer das outras provas, será habilitado para a classe "C", se assim o desejar.

### 10.3 — CONEXÃO MANUAL (PHONE-PATCH)

Os procedimentos para conexão de acessórios, ou dispositivos à linha telefônica, estão regulados na Norma N-05/79, aprovada pela portaria MC nº 663, de 18/JULHO/79.

### 10.4 — EMISSÃO PILOTO

**10.4.1** — Emissão piloto não caracteriza um tipo de estação, mas sim uma atividade e, portanto, a licença para funcionamento da estação de domicílio principal ou adicional permite a instalação de equipamentos com esta finalidade.

**10.4.2** — Na faixa de VHF, sua frequência de operação deve estar em conformidade com o "plano de frequências métricas" da Instrução-DENTEL 15/83. Nas demais faixas não existe restrições quanto a frequência de operação.

**11** — Determinar a utilização dos seguintes formulários padronizados, no Serviço de Radioamador:

- DNT-048** — LISTA DE INSCRIÇÃO E DE RESULTADOS DE EXAMES PARA O SERVIÇO DE RADIOAMADOR.
- DNT-049** — COMPROVANTE DE INSCRIÇÃO PARA EXAME DE RADIOAMADOR.
- DNT-055** — REQUERIMENTO PARA EXPEDIÇÃO DE CERTIFICADO DE RADIOESCUOTA.
- DNT-056** — CERTIFICADO DE RADIOESCUOTA.
- DNT-081** — CERTIFICADO DE HABILITAÇÃO DE RADIOAMADOR/LICENÇA DE ESTAÇÃO DE RADIOAMADOR.
- DNT-082** — LICENÇA DE ESTAÇÃO DE RADIOAMADOR.
- DNT-138** — FICHA CADASTRO DE RADIOAMADOR.
- DNT-160** — CERTIFICADO DE HABILITAÇÃO DE RADIOAMADOR.
- DNT-170** — FOLHA DE RESPOSTAS DE EXAME DE HABILITAÇÃO AO SERVIÇO DE RADIOAMADOR.
- DNT-171** — REQUERIMENTO PARA EXPEDIÇÃO DE CERTIFICADO/LICENÇA PARA FUNCIONAMENTO DE ESTAÇÃO DE DOMICÍLIO PRINCIPAL E REPETIDORA DO SERVIÇO DE RADIOAMADOR.
- DNT-172** — REQUERIMENTO PARA EXPEDIÇÃO DE LICENÇA PARA FUNCIONAMENTO DE ESTAÇÃO DE DOMICÍLIO ADICIONAL DO SERVIÇO DE RADIOAMADOR.
- DNT-173** — FOLHA DE PROVA DE RECEPÇÃO AUDITIVA DE SINAIS EM CÓDIGO MORSE.
- DNT-174** — GABARITO PARA CORREÇÃO DE PROVAS DE TRANSMISSÃO OU RECEPÇÃO AUDITIVA DE SINAIS EM CÓDIGO MORSE DO SERVIÇO DE RADIOAMADOR.



# Amortecimento acústico

Apresentamos aqui uma análise das causas da ressonância excessiva em caixas de som — e uma forma prática de como superá-la através do amortecimento acústico

No período que se estende do final do século 19 ao início do século 20, quando a telefonia já começava a assumir importante papel na sociedade, vários setores a ela associados experimentaram considerável avanço tecnológico. Entre eles, estava a acústica, mais exatamente a eletroacústica, cujo desenvolvimento vinculava-se ao interesse por uma melhora na eficiência do sistema de transmissão de dados e informações. As dificuldades existentes não eram tanto de origem elétrica, mas relacionadas com a eletroacústica. Iniciou-se, então, um estudo realmente sério de microfones, alto-falantes e voz humana, a partir de conhecimentos com origem na área da eletricidade ou da mecânica. Como consequência, estabeleceu-se uma analogia puramente elétrica para sistemas eletroacústicos, permitindo, hoje, a representação do funcionamento de um falante, microfone ou, mesmo, a formação da voz humana, através do emprego de bobinas, capacitores e resistores. Essa analogia é possível em termos matemáticos, porque as equações que regem determinados fenômenos mecânicos e elétricos são do mesmo tipo e seus coeficientes têm a mesma ordem — são sistemas de equações diferenciais lineares a coeficientes constantes.

**Conceitos básicos** — Vejamos, agora, certos conceitos fundamentais para que sejam feitas as referidas analogias. Da eletricidade, tem-se que a impedância consiste da dificuldade encontrada por uma corrente em passar por

um circuito elétrico. Quanto maior a **impedância**, maior deve ser a tensão aplicada no circuito para se obter esta mesma corrente. Com a **impedância mecânica** ocorre algo semelhante: trata-se da dificuldade encontrada por um sistema mecânico em vencer uma certa força para pôr-se em movimento e adquirir uma determinada velocidade. A seguir, temos as fórmulas para a impedância elétrica (1) e mecânica (2):

$$Z = R + j \left( \omega L + \frac{1}{\omega C} \right) \quad (1)$$

Z... impedância elétrica  
R... resistência ( $\Omega$ )  
L... indutância (henrys)  
C... capacitância (farads)  
 $\omega = 2 \times \pi \times f$   
f... frequência  
j... parte imaginária

$$Z_m = R_m + j \left( \omega M_m + \frac{S}{\omega} \right) \quad (2)$$

Z<sub>m</sub>... impedância mecânica  
R<sub>m</sub>... resistência mecânica  
M<sub>m</sub>... massa do sistema mecânico  
S... constante de rigidez de um sistema mecânico  
 $\omega$ ... período ( $\omega = 2 \pi f$ )

No caso da **impedância acústica**, ela se refere à dificuldade que o som encontra para vencer a imobilidade de uma massa de ar à sua frente e propagar-se a uma certa velocidade. A **indu-**

**tância** do sistema acústico é equivalente à quantidade de massa do sistema a ser deslocada ao passo que a **capacitância** consiste na facilidade com que este sistema pode ser comprimido ou expandido — é conhecida também por **compliância mecânica**, que é o inverso da rigidez. Finalmente vamos falar da **resistência mecânica**, que corresponde ao atrito (viscoso) entre as moléculas que compõem o ar, responsável pela dissipação de energia na forma de outro trabalho que não seja som ou movimento.

É interessante lembrar, ainda, o conceito de **mobilidade acústica** ou **dureza acústica**. Por definição, significa a relação entre a pressão sonora e o deslocamento que ela causa a uma certa massa de ar. Esta relação é representada pelas fórmulas:

$$H = j \times \omega \times Z_{as} \quad (3)$$

$$\omega = 2 \pi f$$

Z<sub>as</sub>... impedância acústica específica do meio

$$Z_{as} = \frac{\text{pressão sonora}}{\text{velocidade massa de ar}} \quad (4)$$

Os conceitos de dureza e impedância acústica, além de constantes, são propriedades do meio ambiente. No entanto, enquanto impedância é uma grandeza absoluta, a dureza varia de acordo com o meio. Ela irá determinar a velocidade de deslocamento de ondas em meios diferentes. Por exemplo, a impedância acústica do ar é de 420 rayls; assim, para que se tenha um deslocamento de uma onda sonora no ar, com



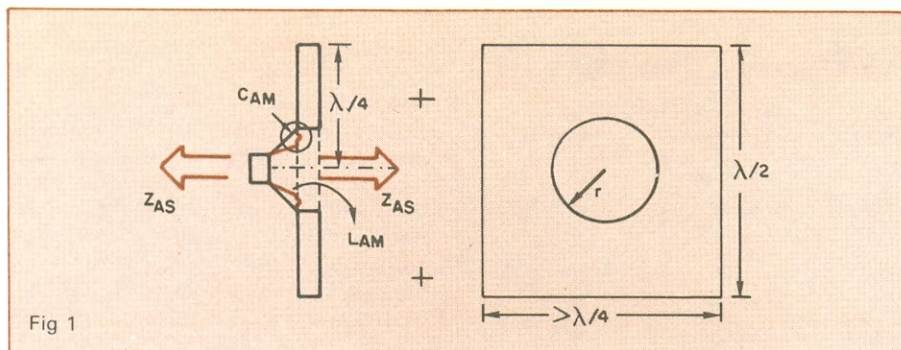


Fig 1

Esquema típico de um baffle infinito.

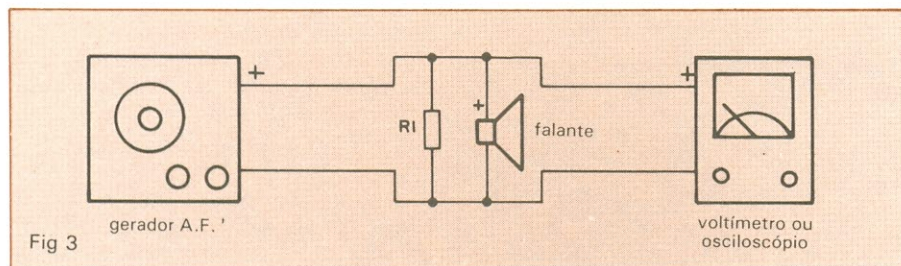


Fig 3

Circuito destinado à variação da frequência do gerador para a obtenção de uma gama de tensões.

velocidade de 1 m/s, é preciso haver uma pressão de 420 N/m<sup>2</sup>. Já para se obter a mesma velocidade num meio como a água, exige-se uma pressão 60 vezes maior, ou seja, 25 200 N/m<sup>2</sup>.

Voltando às equações, o termo  $R_m$ , que representa resistência mecânica, vai dissipar parte da energia sonora em um trabalho que não consista em som, a exemplo de um resistor. Para que um som qualquer atravesse um orifício, é preciso aplicar certa quantidade de trabalho para que ele realize a passagem de um meio para outro, — trabalho este que fatalmente será retirado da quantidade inicial de energia. Isso quer dizer que teremos uma pressão sonora menor do outro lado do orifício. Isso seria ainda mais acentuado caso o orifício fosse preenchido com algum material permeável a gases, o que aumentaria a resistência à passagem do som. Veremos uma aplicação disso mais à frente.

### Frequência de ressonância do falante

— Com a noção destes conceitos básicos, passemos para o amortecimento acústico, que é o objeto deste artigo. Quem já teve contato com o projeto de caixas acústicas do tipo suspensão ou refletora de graves — ainda que apenas em nível teórico — sabe muito bem do importante papel exercido pela frequência de ressonância do falante. Quando “tratada” incorretamente, ela pode ser a causa de inúmeros aborrecimentos; assim, por exemplo, uma resposta pobre em transientes origina-se de uma condição de ressonância, que acarreta a realimentação acústica de um toca-discos ou microfone. Uma ten-

dência normal dos fabricantes é fazer com que esta frequência de ressonância seja amortecida eletricamente pelo amplificador, mas, em certos casos, tal amortecimento não costuma ser satisfatório, especialmente quando se trata de caixas contruídas em casa, quase “a olho”, ou de caixas do tipo *bass-reflex*. O objetivo deste artigo é apresentar algumas medidas capazes de sanar certas irregularidades da caixa, sem que haja necessidade de desmontá-las ou destruí-la.

O amortecimento elétrico é realizado pelo amplificador do modo que explicaremos a seguir. Todo circuito elétrico, que não seja apenas resistivo, é dotado de uma resistência própria, que não varia com a frequência, e de outra, que dela depende, denominada reatância. Quanto mais próximos de zero for o valor da resistência própria, maior será a função de transferência de energia do amplificador para a carga. Isso tudo acaba por se traduzir na definição de fator de amortecimento do amplificador (*damping factor*), que é dado pela relação entre a impedância da carga e a resistência própria do amplificador. Na prática, quanto mais alto for o fator de amortecimento de um amplificador, melhor será o som reproduzido, especialmente no caso das baixas frequências. Apenas para fixar a idéia suponhamos um amplificador com resistência própria de 1 ohm, acoplado a uma carga de impedância de 8 ohm, onde temos a seguinte relação:

$$F.A. = \frac{\text{impedância de carga}}{\text{resistência própria}} = \frac{8}{1} = 8 \quad (5)$$

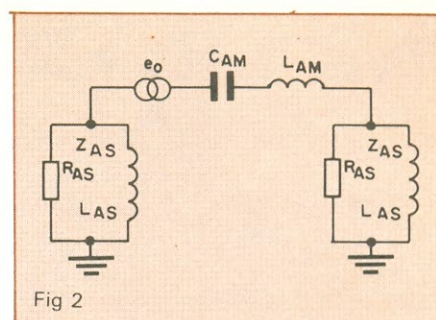


Fig 2

Impedâncias relativamente iguais, tanto na parte frontal como na traseira do falante.

Muitas vezes, após montarmos uma caixa acústica, reparamos que alguma coisa começa a ir mal com ela; o seu som é muito próximo ao de um barril ou então, tem o famoso **grave-de-uma nota só**, muito em voga durante o período do auge das discotecas. Este grave traduz-se em um desempenho muito ruim da caixa em quase todas as frequências, com exceção de uma, na qual as paredes chegam a tremer, mas somente naquela... Os problemas aqui mencionados podem ser decorrentes de um mau dimensionamento da caixa em si ou relativamente ao falante, ou ainda ao duto sintonizado. Nestes casos, o amortecimento elétrico não é dos mais eficazes, sendo necessário recorrer-se a outros métodos, entre eles, o amortecimento acústico. Em termos práticos, determinaremos uma resistência que será acoplada ao gabinete, de maneira a atenuar sua ressonância — mas essa resistência será mecânica e não elétrica. Lembrem-se do orifício cheio de material absorvente a que nos referimos no início do texto? Pois bem, veremos agora como dimensioná-lo e como escolher o material para preenchê-lo.

**O baffle infinito** — A figura 1 apresenta um *baffle* infinito, que nada mais é do que um alto-falante montado num painel plano de dimensões razoáveis, mais amplas que as do próprio falante. Embora este tipo de *baffle* não seja muito prático, ele pode ser reduzido a dimensões aceitáveis — se é que se pode chamar assim algo com mais ou menos 1,80 m por 1,20 m. As dimensões deste painel devem respeitar alguns critérios, para que não haja o chamado “curto-circuito acústico” — ou seja a interação entre ondas frontais e traseiras produzidas pelo falante. Para que isso não ocorra, devemos ter a altura mínima do *baffle* igual à metade do comprimento de onda da frequência de ressonância do falante.

$$\lambda = \frac{\text{velocidade do som no ar}}{\text{frequência de ressonância do falante (ao ar livre)}} \quad (6)$$



Raio efetivo, área, pistão de ar, indutância e resistência mecânica  
Tabela 1

Diâmetro		raio efetivo	Área do pistão de ar	Indutância mecânica	Resistência mecânica
Pol.	cm	centímetros	cm <sup>2</sup>	$\times 10^{-6}$ henry	$\times 10^{-3}$ ohm
7	17,78	6,25	248,30	29,90	163,50
8	20,32	8,00	324,30	26,15	125,20
10	25,40	10,00	506,70	21,00	80,00
12	30,48	12,50	730,00	17,45	55,70
15	38,10	16,20	1.140,00	14,00	35,60

Obs.: As unidades para os cálculos foram:

$d_{ar} = 1,18 \times 10^{-3}$  g/cm<sup>3</sup> — densidade do ar a 1 atm/25°C

$C_v = 34.400$  cm/s — velocidade do som no ar (1 atm/25°C)

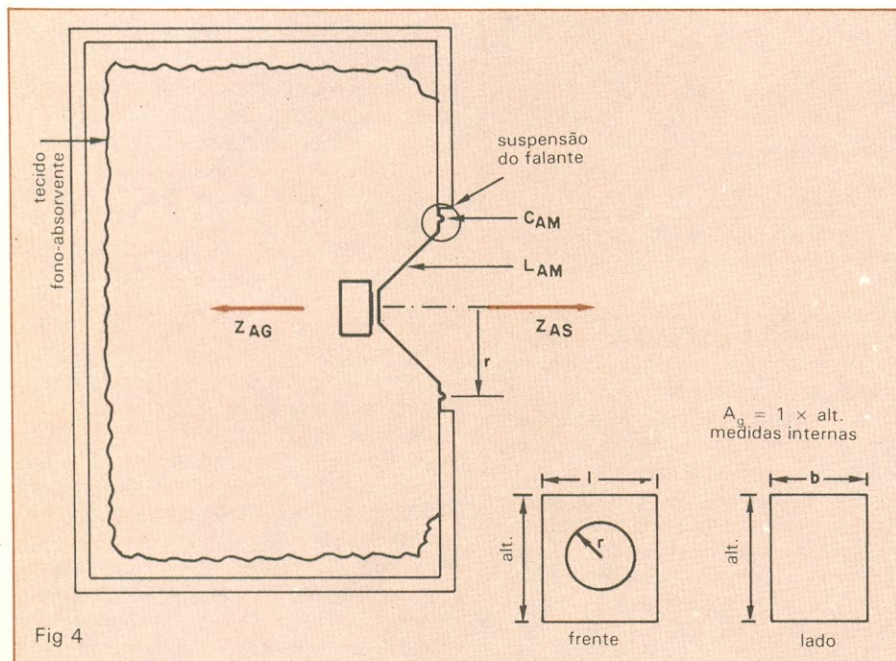


Fig 4

O desvio do ar deslocado do interior da caixa para fora provoca alteração da impedância interna.

O sistema da figura 1 tem seu circuito elétrico equivalente na figura 2. As letras L e C indicam, respectivamente, indutância e capacitância dos elementos; os índices as e am indicam parâmetros acústicos e características do conjunto bobina + cone respectivamente, determinados a partir da frequência de ressonância do falante.

O volume de ar deslocado pelos movimentos do cone, denominado "pistão de ar", corresponde à carga do sistema e pode ser representado por uma indutância  $L_{as}$  e uma resistência  $R_{as}$ , que, juntas, dão a impedância acústica  $Z_{as}$ . A indutância representa a energia elétrica transformada em som enquanto a resistência refere-se à parte dessa energia utilizada para vencer a inércia da massa de ar a ser deslocada. Pelo fato de que baixas frequências envolvem altas quantidades de energia, desprezaremos, em alguns cálculos, a resistência acústica, já que a energia gasta

contra a inércia é muito pequena em relação àquela que é transformada em som. Para as altas frequências, o procedimento não pode ser o mesmo, pois a quantidade de energia transformada em som e a que é utilizada para irradiá-lo são inversamente proporcionais; há pouca energia transportada e uma quantidade relativamente grande despendida na propagação. As fórmulas que dão os valores para  $L_{as}$  e  $R_{as}$  são a (7) e a (8). Suas constantes significam:  $d_{ar}$  — densidade do ar a 1 atm/25°C:  $1,18 \times 10^{-3}$  g/cm<sup>3</sup>;  $C_v$  — velocidade do som no ar a 1 atm/25°C:  $34,40 \times 10^3$  cm/s;  $r$  — raio efetivo do falante, que é medido do eixo de simetria ao meio da suspensão.

$$L_{as} = \frac{d_{ar}}{\sqrt{2} \times \pi \times r} \quad (7)$$

$$R_{as} = \frac{d_{ar} \times C_v}{\pi \times r^2} \quad (8)$$

A Tabela 1 relaciona alguns raios efe-

tivos (médios) para falantes de 7 a 15 polegadas, a área do pistão de ar deslocado, além das  $L_{as}$  e  $R_{as}$  para esses falantes.

Como nosso interesse é melhorar o desempenho de uma caixa acústica em função de suas frequências de ressonância, situadas na faixa das baixas frequências, desprezaremos a resistência acústica do sistema. Trabalharemos assim apenas com as indutâncias e as capacitâncias mostradas na figura 2. Com esta aproximação pode-se escrever a equação da ressonância do sistema, conforme a fórmula (9), onde  $L_{as}$  é a indutância do sistema;  $L_{am}$ , a indutância conjunto cone + bobina;  $C_{am}$ , a capacitância desse conjunto e  $f_{r1}$ , a frequência de ressonância do alto-falante ao ar livre.

$$(2 \pi f_{r1})^2 (L_{am} + 2 L_{as}) C_{am} = 1 \quad (9)$$

A frequência de ressonância de um circuito pode ser obtida utilizando-se um gerador de áudio, um voltímetro ou osciloscópio, além de uma resistência R1 de valor conhecido e arbitrário. Montando-se o circuito indicado na figura 3, procede-se à variação da frequência no gerador até obter-se uma gama de tensões, sendo que a mais alta delas corresponde ao ponto de ressonância; a frequência onde é obtida essa tensão é a frequência de ressonância. Não estando o alto-falante instalado em um gabinete, teremos sua frequência de ressonância ao ar livre:  $f_{r1}$ ; quando for este o caso, teremos a frequência de ressonância do sistema falante/gabinete:  $f_{r2}$ .

**O gabinete fechado** — Não vamos discutir as características de construção de gabinetes acústicos, mas, para nosso uso, será suficiente sabermos que a absorção acústica de baixas frequências por meio de materiais como o algodão, a fibra de vidro e outros semelhantes, quando não colocados diretamente sobre o falante, acaba tendo pequena significância no que tange ao amortecimento acústico. Vimos que a massa de ar que é deslocada em baixas frequências tem características predominantemente reativas. Se observarmos a figura 4, constataremos que o ar deslocado no interior do gabinete pelos movimentos do cone apresentará uma impedância  $Z_{ag}$ , relativa ao ar deslocado e à suspensão do falante. Como desprezamos a resistência acústica, a impedância  $Z_{ag}$  é formada por uma indutância  $L_{ag}$  e uma capacitância  $C_{ag}$ . Os valores desses novos componentes são dados pelas fórmulas (10) e (11), onde  $d_{ar}$  é a densidade do ar 1 atm/25°C;  $C_v$ , a velocidade do som no ar 1 atm/25°C;  $A_g$ , a área do gabinete ( $A_g = \text{altura} \times \text{largura}$ ) em cm<sup>2</sup>; S, a área do pistão



de ar ( $S = \pi \times r^2$ ) em  $\text{cm}^2$ ;  $V$ , o volume interno do gabinete em  $\text{cm}^3$ ;  $b$ , a profundidade do gabinete em cm.  
 tão de ar ( $S = \pi \times r^2$ ) em  $\text{cm}^2$ ;  $V$ , o volume interno do gabinete em  $\text{cm}^3$ ;  $b$ , a profundidade do gabinete em cm.

$$L_{ag} = \frac{4 \times d_{ar} \times b}{\pi^2 \times A_g} \times \left( \frac{A_g}{S} \right)^{2/3} \quad (10)$$

$$C_{ag} = \frac{V}{d_{ar} \times C_y} \quad (11)$$

Essas equações são de dedução semi-empírica e tem validade em quaisquer condições, mas se desejarmos

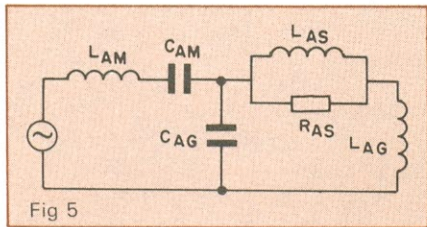


Fig 5  
Circuito equivalente da caixa representada na figura 4.

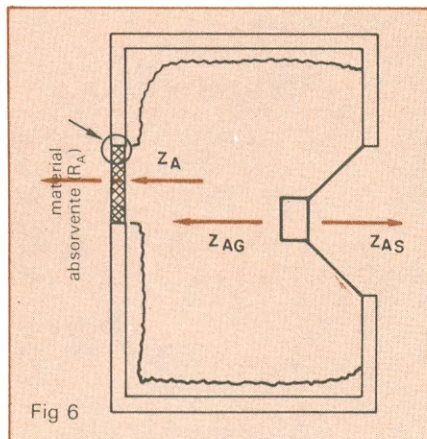


Fig 6  
Caixa com orifício onde está colocado o material absorvente.

Valores para resistência específica de alguns materiais	
Tabela 2	
Tecido	Res. específica ( $\Omega \times \text{cm}^2$ )
Georgette	5
Linho fino	2
Linho grosso	0,3/1
Cetim	5
Brim rústico	10/50
Lona	50/75
Pano para velas náuticas	maior que 75

Obs.: A umidade para resistência específica dos materiais citados é dada em  $\text{ohms} \times \text{cm}^2$ .

uma margem de erro mais estreita no cálculo desses valores, podemos impor as seguintes condições:

- a relação entre as áreas do painel frontal ( $A_g$ ) e do pistão de ar,  $S$ , deve estar em torno de 10 para 1;
- a profundidade  $b$  deve estar por volta de  $b = 0,7 (A_g/1/2)$ .

Com os raciocínios anteriores, a equação da ressonância pode ser escrita conforme a fórmula (12), onde  $f_{r2}$  é a frequência de ressonância do sistema. Nessa equação,  $L_{am}$  e  $C_{am}$  são desconhecidos. Mas por artifícios matemáticos, podemos chegar aos seus valores, como demonstram as fórmulas (12), (13) e (14).

Determinados estes valores, podemos, então, passar ao amortecimento acústico propriamente dito.

**Amortecimento acústico** — O conceito básico que empregaremos aqui será o do *baffle* infinito. Nosso objetivo é aproximarmos o modo de funcionamento de uma caixa fechada, com suspensão ou *bass-reflex*, ao de um *baffle* infinito. Mas, afinal, como isso pode ser feito? Observando-se a figura 2, verificaremos que as impedâncias — tanto à frente como atrás do falante — são aproximadamente iguais. Já na figura 4, isso também deveria ser verdade, em teoria, mas estamos supondo que exista algum problema com a caixa, sendo que, desse modo,  $Z_{as} + Z_{am} \neq Z_{ag}$ ; assim, vamos procurar aproximar isto tudo de  $Z_{as}$ .

Desviando-se um pouco o ar deslocado do interior da caixa para fora, conseguiremos uma alteração da impedância interna. Fazendo essa parcela de ar passar por um orifício com dimensões determinadas, acrescentaremos uma certa indutância  $L_a$  ao sistema e, também, uma resistência  $R_a$ . Como a frequência em que estamos atuando é baixa e o valor  $R_a$  situa-se também neste nível, vamos aumentá-lo numa certa proporção, para que a impedância final do conjunto fique próxima a  $Z_{as}$ . O aumento de  $R_a$  é conseguido, através da

soma das camadas de material fono-absorventes colocadas no orifício. Em função de sua área e da resistência específica de algum material indicada na Tabela 2, tem-se a resistência final obtida no orifício.

Os cálculos podem ser feitos a partir das figuras (6) e (7). O tamanho do orifício a ser feito tem como única restrição evitar a exposição do lado interno da caixa. Um procedimento, digamos, sensato, é limitar as dimensões a 0,5 e 1,5 vez em relação ao tamanho do falante; uma tela metálica, dessas utilizadas em alambrado ou, mesmo, galinheiro, deve ser colocada nas faces interna e externa do painel onde houver o furo, para acondicionar o tecido absorvente como em um "sanduíche". A indutância e resistência desse furo podem ser calculadas pelas fórmulas (7) e (8), substituindo-se o raio do falante pelo raio do furo, que não precisa ser necessariamente redondo.

As modificações na caixa não devem ser realizadas de imediato; antes de cortar o material onde será feito o orifício, é recomendável soltar o painel e substituí-lo por um de papelão grosso, que vai simular o painel alterado. Por isso, ele deve ter um furo nas dimensões determinadas, além da quantidade preestabelecida de material absorvente. Caso o resultado não seja satisfatório, procure, em primeira instância, variar as camadas de tecido absorvente e o próprio tecido e, em último lugar, as dimensões do furo. Auditivamente, o resultado é mais ou menos o seguinte: uma batida de bateria ou uma nota de baixo elétrico, que deve terminar de modo natural — mais ou menos secamente. Suponha que um toque de bateria (no natural) faça: *BUUM*; na caixa defeituosa, ele vai fazer: *BUUUUMM*. Mas com a colocação do painel dotado de um orifício "recheado", o som deverá chegar a alguma coisa perto de: *BUUUM* ou *BUUMM*, ou até mesmo, *BUUM*, se você tiver bons ouvidos. Isso pode parecer brincadeira, mas acaba sendo o melhor método para "afinar" a caixa. Há um meio elétrico para realizar essa ope-

$$(2 \pi f_{r2})^2 (L_{ag} + L_{am} + L_{as}) \times$$

$$\times \frac{C_{am} \times C_{ag}}{C_{am} + C_{ag}} = 1 \quad (12)$$

$$L_{am} = \frac{1 - (2 \pi f_{r2})^2 C_{ag} (L_{ag} + L_{as}) + 2 (2 \pi f_{r1})^2 L_{as} \cdot C_{ag}}{4 \pi^2 (f_{r2}^2 - f_{r1}^2) C_{ag}} \quad (13)$$

$$C_{am} = \frac{1}{(2 \pi f_{r1})^2 (L_{am} + 2 L_{ag})} \quad (14)$$



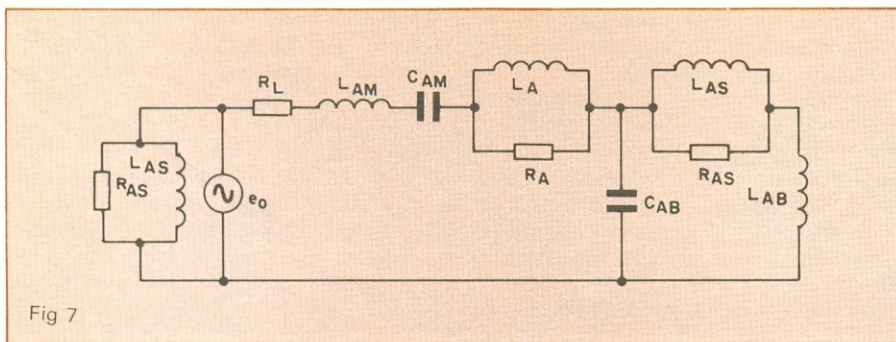


Fig 7

Circuito equivalente da caixa representada na figura 6.

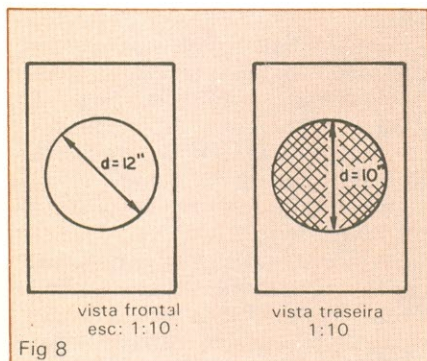


Fig 8

Esquema da caixa pronta.

ração, mas o seu custo é bastante elevado.

O tipo de ajuste que propomos é essencialmente voltado para caixas de instrumentos musicais ou de voz destinadas a P.A. Sua aplicação em média ou alta fidelidade é pouco indicada, sobretudo por necessitar inevitavelmente de instrumental apropriado. No caso de P.A., não há maiores dificuldades, já que a exigência prioritária é quanto à inteligibilidade do que é transmitido, envolvendo um mínimo de realimentação acústica. Para usos mais refinados exige-se fidelidade ao que está sendo tocado, além de pureza de som, sem que se atribua maior importância à eficiência da caixa. Isso não é sensato para o caso de P.A., onde, acima de tudo, objetiva-se clareza e eficiência. Para não ficarmos só na teoria, vejamos um exemplo.

Suponhamos o caso de uma caixa acústica para instrumentos musicais que apresenta um som muito pobre devido a problemas de ressonância. Nosso objetivo é saná-los por meio do amortecimento acústico. Suas características são: altura — 62 cm; largura — 38 cm; profundidade — 34 cm; volume — 80 litros ou 80.100 cm<sup>3</sup>; alto-falante — um full-range de 12 polegadas, com raio efetivo de 12,5 cm, frequência de ressonância ao ar livre de 20 Hz, e frequência de ressonância do sistema falante/caixa de 59 Hz.

Como primeira medida, vamos determinar o diâmetro do orifício a ser efetivado no painel traseiro: 10 polegadas

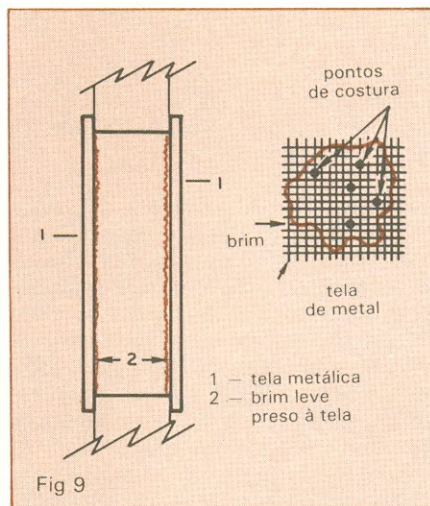


Fig 9

Esquema do "sanduíche" de tela e tecido.

(25,40 cm). Os passos seguintes são:

1 — Cálculo da indutância e resistência acústica apresentados pelo furo:

$$L_a = 20,74 \times 10^{-6} \text{ henrys acústicos} \quad (\text{fórmula 7})$$

$$R_a = 79,40 \times 10^{-3} \text{ ohms acústicos} \quad (\text{fórmula 8})$$

2 — Cálculo da indutância e resistência apresentados pela carga (massa de ar deslocada) em função do raio efetivo do cone:

$$L_{as} = 21,07 \times 10^{-6} \text{ henrys acústicos} \quad (\text{fórmulas 7 e 8})$$

$$R_{as} = 82,00 \times 10^{-3} \text{ ohms acústicos}$$

3 — Cálculo da indutância e capacitância apresentados pelo ar deslocado dentro do gabinete (fórmulas 10 e 11):

$$L_{ag} = 19,50 \times 10^{-6} \text{ henrys acústicos}$$

$$C_{ag} = 57,90 \times 10^{-3} \text{ farads acústicos}$$

4 — Cálculo da indutância e capacitância do conjunto cone/bobina (fórmulas 13 e 14):

$$L_{am} = 101,8 \times 10^{-6} \text{ henrys acústicos}$$

$$C_{am} = 440,10 \times 10^{-3} \text{ farads acústicos} \quad (\text{compliance do cone}).$$

5 — Substituindo-se os valores encontrados nas etapas de 1 a 4 do esquema/circuito da figura 7, devemos determinar  $R_L$ . Fazendo-se as associações necessárias em termos de impedâncias, encontraremos para o valor de:

$$R_L = 33,30 \times 10^{-3} \text{ ohms.}$$

**Obs.:** Primeiro devemos encontrar a impedância equivalente do lado direito do circuito, que deve ser deixada em função de  $R_L$  e de uma impedância. Feito o cálculo iremos igualar essa equação com a impedância  $Z_{as}$ . Resolvendo-se a equação de 2º grau, teremos  $R_L$  ( $Z_{as} = Z_d$ ).

6 — O valor encontrado para  $R_L$ , se multiplicado pela área do orifício ( $S = \pi \times r^2$ ), dará a resistência específica do tecido a ser utilizado, conforme a Tabela 2. No nosso exemplo, a resistência específica encontrada foi de  $S = 506 \text{ cm}^2$ . Empregando-se duas camadas de brim rústico, do tipo mais leve, com resistência específica de 10 ohms  $\times \text{cm}^2$  para uma área de 505 cm<sup>2</sup>, obteve-se uma resistência  $R_L$  de  $39,5 \times 10^{-3} \Omega$ . O cálculo deste valor foi realizado da seguinte maneira: resistência específica do tecido ( $R_e = 10$ ) vezes 2 (duas camadas sobrepostas), isto é  $R_e = 20$ ; área do orifício = 506 cm<sup>2</sup>;  $R_L = 20/506 = 39,5 \times 10^{-3} \text{ ohms acústicos}$ . Resposta =  $R_L \times S_0$ . ●

## Bibliografia

Olson, H. F., *Elements of Acoustical Engineering*, D. Van Nostrand Company, 1947, Nova Iorque.

Beranek, L. L., *Acoustics*, MacGraw-Hill Book Company, Nova Iorque, 1954.

Baruch, J. J. & Lang, H. C., *An Analogue for Use in Loudspeaker Design*

*I.R.E.E. — Transaction on — Professional group on audio*, janeiro/fevereiro, 1954, págs. 8 a 13.

Pires, S. S., *Sonofletores de Suspensão Acústica*, Revista Monitor de Rádio e Televisão, janeiro de 1971.

Vários autores, *Loudspeakers — The Bottom-end Equation — Hi-Fi News & Record Review*, abril de 1981, págs. 41 a 47 e maio de 1981, págs. 44 a 49.

Hermans, D. & Hull, M. D., *Designing Hi-Fi Speakers Systems-part 1*, Philips Technical Publication Department.

Hull, M. D., *Building Hi-Fi Speaker Systems*, Philips Technical Publication Department, 6ª edição, 1977.

Nepomuceno, L. X., *Acústica*, Editora Edgard Blucher Ltda., 1977.



# LM1889: um CI para modulação de vídeo

O CI LM1889 permite fazer, com muita facilidade, toda a modulação — de croma, luminância e áudio — necessária em telejogos, videocassetes etc.

Um dos grandes obstáculos com que se deparam todos aqueles que — por divertimento ou por profissão — se dedicam à construção ou adaptação de equipamentos que envolvem processos com sinais de vídeo (telejogos, VCR etc.) encontra-se no estágio modulador de vídeo. Esta dificuldade é ainda mais acentuada quando desejamos processar sinais coloridos. Nestes casos, o problema específico está localizado no processador de croma, pois é preciso modular os sinais de crominância na frequência de 3,58 MHz, com subportadora suprimida e componentes dos sinais em quadratura (R-Y e B-Y). Independente disso, também é necessário um modulador de amplitude, para o sinal de luminância e croma. Sem contar que, se quisermos transmitir também o sinal de áudio (figura 1), um terceiro oscilador/modulador de frequência (FM) entrará em cena. Como realizar, então, de uma forma prática, estes circuitos de relativa complexidade?

Para solucionar essa questão, vamos apresentar aos nossos leitores um circuito integrado “milagroso”, capaz de executar com perfeição todo o processo de modulação de croma e luminância, auxiliado por apenas uns poucos componentes externos. Trata-se do LM1889.

O LM1889 — TV Vídeo Modula-

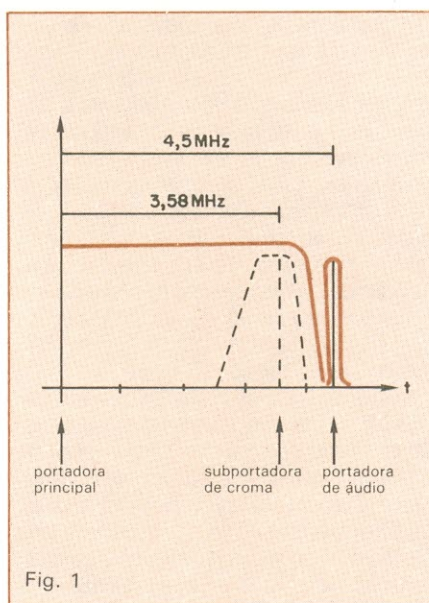


Fig. 1  
Forma de onda do sinal de TV, com localização de croma e áudio.

dor — é um circuito integrado desenvolvido especificamente para processar os sinais de áudio, luminância e croma, oferecendo através de duas saídas independentes (canal A e canal B) um sinal de RF pronto para ser injetado diretamente na antena do receptor de TV. É indicado, tipicamente, para videojogos, mas pode ser perfeitemen-

te utilizado em qualquer circuito onde é necessário uma saída de RF modulada pelo sinal de vídeo. Por exemplo: geradores de vídeo, conversores de padrão PAL-NTSC, adaptações de croma em sinais P&B etc.

**O LM1889 por dentro** — Este CI, que pode ser alimentado por tensões de 12 a 18 V, reúne, dentro de um invólucro de 18 pinos, as seguintes características: oscilador para a criação da subportadora de croma; modulador balanceado com entrada para os sinais de croma (R-Y e B-Y); dois osciladores de portadora principal do canal; dois moduladores para o sinal de luminância e crominância; e um oscilador para portadora de áudio (4,5 MHz). O diagrama em blocos deste CI está apresentado na figura 2, enquanto que a figura 3 ilustra um circuito típico de aplicação, o qual passamos a descrever.

O processo de modulação do sinal de croma é realizado por um circuito denominado modulador balanceado. Este fornece somente as bandas laterais — criadas pelo efeito da modulação da portadora (subportadora de croma de 3,58 MHz) com o sinal modulante (R-Y e B-Y) — suprimindo a portadora. Como sabemos, as duas componentes do sinal de croma (R-Y e B-Y) modulam respectivamente duas subportadoras de croma de mesma frequência, porém, defasadas de 90°, isto é, em quadratura.

O modulador R-Y recebe, pelo pino 1, a subportadora fase 90° e, pelo pino 2, o sinal R-Y propriamente dito. Enquanto isso, o modulador B-Y recebe, pelo pino 18, a subportadora fase 0° (referência) e, pelo pino 4, o sinal B-Y. Os sinais R-Y e B-Y (pinos 2 e 4) têm como referência um nível CC comum, que serve de polarização (pinos 3) ao circuito. O sinal resultante dessa modulação é conectado internamente aos moduladores finais de AM. Vamos analisar, então, graficamente, como é produzido o sinal de croma.

Em coordenadas cartesianas, a subportadora com fase 0° representa o eixo x do gráfico, enquanto a subportadora com fase 90° representa o eixo y (figura 4). Quando as entradas R-Y e B-Y apresentarem tensão idêntica à polarização de referência, não haverá saída alguma de sinal, condição representada por um “vetor nulo” no gráfico xy ( $x = 0$ ;  $y = 0$ ).

Com uma tensão ligeiramente superior ao nível de referência aplicada



à entrada R-Y (pino 2), conservamos inalterada a entrada B-Y (pino 4). Nesta condição, a saída apresentará um sinal de 3,58 MHz/fase 90° (subportadora de R-Y) proporcional à tensão diferencial aplicada à entrada. Quanto maior a tensão de entrada, maior a amplitude de saída, equivalendo, portanto, a um vetor na mesma direção do eixo y. Observem que, se a tensão aplicada à entrada R-Y fosse inferior ao nível de referência, a saída apresentaria o mesmo sinal de 3,58 MHz/fase 90° invertido em 180° (em oposição de fase). Isso corresponderia a um vetor com direção oposta à do eixo y, conforme ilustra a figura 5.

O mesmo raciocínio aplicaremos à entrada B-Y e, para isto, precisamos voltar à condição de saída nula ( $x = 0$ ;  $y = 0$ ). Agora, aplicamos uma tensão, ligeiramente superior ao nível de referência, à entrada B-Y, conservando inalterada a entrada R-Y. Nesta condição, a saída apresentará uma amplitude do sinal 3,58 MHz/fase 0° (subportadora de B-Y) proporcional à tensão diferencial injetada nessa entrada. Equivale, portanto, a um vetor na direção do eixo x. De forma análoga, para inverter a posição desse vetor (sentido contrário à direção do eixo x), basta aplicar à entrada uma tensão inferior ao nível de referência, como indica a figura 6.

Analisamos independentemente a aplicação do sinal (positivo e negativo) às entradas R-Y e B-Y, produzindo vetores sobre os eixos x e y. Agora, se introduzirmos simultaneamente sinais a essas entradas, a resultante de saída corresponderá à soma vetorial das componentes de sinal sobre os eixos x e y. Assim para cada combinação de entrada haverá uma saída com fase e amplitude próprias (figura 7).

Observaremos, agora, como é gerado o sinal de *burst*, que é constituído por alguns ciclos da subportadora e localizado durante o retrato horizontal, fora do período útil do sinal de vídeo. No sistema PAL, o *burst* é composto por duas componentes: uma fixa, em direção oposta ao eixo x (B-Y); e uma alternada, linha a linha sobre o eixo y (R-Y). A resultante dessas componentes (soma vetorial) representa o sinal de *burst* transmitido, como ilustra a figura 8.

Para criar o sinal de *burst* no modulador balanceado, basta somar aos sinais B-Y e R-Y, pulsos com largura e localização adequadas. A componente do *burst* sobre o eixo x é fixa, isto é, não sofre variações linha a linha e possui direção oposta a este eixo. Isso equivale à aplicação de um sinal à entrada B-Y, com nível de tensão inferior à da referência, localizando-o exatamente sobre o lugar onde desejamos criar o sinal de *burst*.

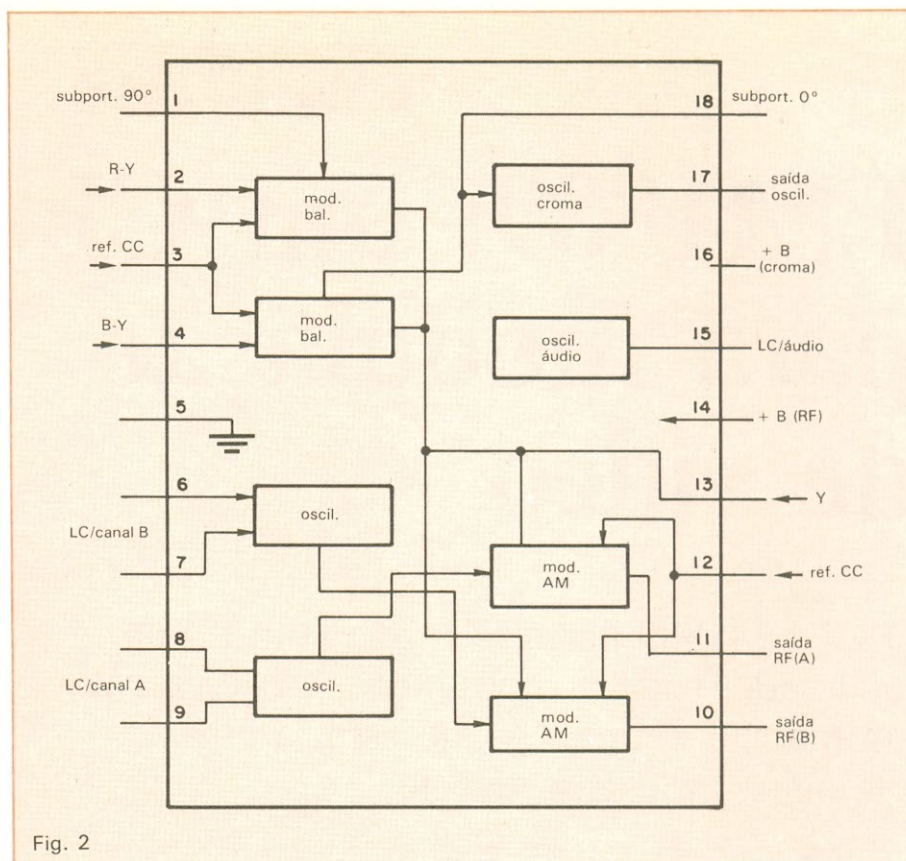


Fig. 2

Diagrama de blocos interno do LM1889.

A componente alternada do *burst* sobre o eixo y será, da mesma forma, representada por um pulso alternado, isto é, linha sim/linha não. Aplicado à entrada R-Y, este sinal terá respectivamente nível superior e nível inferior ao da referência. A figura 9 ilustra com mais propriedade este processo.

Assim constituído, o sinal de croma está pronto para ser entregue ao modulador de AM, onde será misturado (intercalado) ao sinal de luminância, o qual é injetado sobreposto a uma tensão de polarização CC (pino 13).

Voltemos ao circuito oscilador de 3,58 MHz, para verificar com mais detalhes como são criadas as componentes de 0° e 90°. A saída do oscilador (pino 17) é estabilizada por um cristal cuja frequência pode ser ajustada pelo trimmer, conforme indica a figura 3. Partindo do cristal, o sinal de 3,58 MHz é apresentado a dois circuitos defasadores tipo RC, nos quais a reatância capacitiva de C é feita bastante próxima ao valor ôhmico de R, resultando numa defasagem típica de 45°. Desse modo, o elo formado por R1C1 produz uma defasagem de + 45° e aplica este sinal ao pino 1 (suportadora p/ R-Y), enquanto que o elo formado por R2C2 produz uma defasagem de - 45° e a aplica ao pino 18 (suportadora p/ B-Y). Como resultado, a defasagem total entre subportadoras é de 90°. Os diagramas

vetoriais da figura 10 ilustram o que acabamos de explicar.

**Moduladores de amplitude** — O LM1889 possui dois conjuntos independentes de oscilador/modulador para gerar o sinal de RF modulado, bastando acrescentar externamente os circuitos ressonantes apropriados. Estes são os ilustrados pela figura 3: circuito tanque para o canal A, pinos 8 e 9; e circuito ressonante para o canal B, pinos 6 e 7. Os indutores dos circuitos ressonantes são constituídos por poucas espiras (2 a 3) de fio de cobre rígido (p. ex. 1 mm), enroladas sobre um suporte plástico de um diâmetro não superior a 7 mm, prevendo um núcleo de ferrite ajustável. As bobinas podem também ser feitas do tipo autosuportável, isto é, sem forma — mas, no caso, deve-se acrescentar algumas espiras a mais, dependendo do canal a ser selecionado. O ajuste, aí, será feito afastando-se ou aproximando-se as espiras entre si. A frequência de oscilação deverá ser ajustada para um canal livre da faixa de VHF. Não é obrigatório o uso dos dois moduladores; eles foram previstos somente para proporcionar opções de seleção de canais. As saídas de RF (pinos 10 e 11) podem ser ligadas juntas a um mesmo resistor de carga (tipicamente, de 75 Ω), fazendo-se a seleção pela alimentação (+ B) do



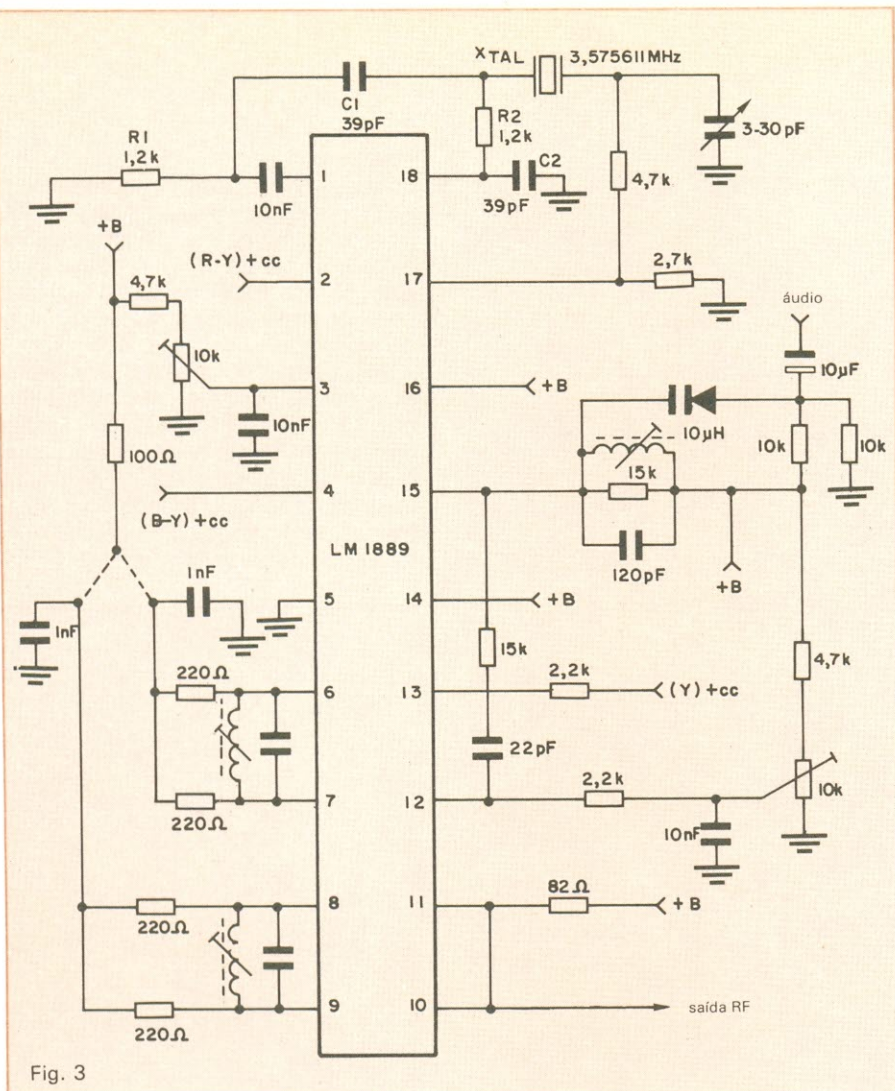


Fig. 3

Circuito típico de aplicação do circuito integrado.

circuito oscilante (pino 14 do CI).

**Oscilador de áudio** — Para o oscilador da portadora de áudio (4,5 MHz) é necessária, unicamente, a conexão externa de um circuito ressonante, composto por um indutor de 10  $\mu\text{H}$  e um capacitor de 120 pF. Esse conjunto é amortecido por um resistor de 15 k $\Omega$ , para proporcionar uma excursão adequada ao sinal de FM. O sinal de áudio é então injetado nesse circuito ressonante, através de um diodo varicap polarizado adequadamente. As variações de capacitância do varicap, sob o efeito do sinal de áudio, produzem a modulação em frequência (FM) do oscilador de 4,5 MHz. O sinal é então misturado (somado) à informação de luminância, junto ao modulador final, no pino 12 do CI.

**Ajustes do circuito** — Uma primeira consideração importante, para o correto desempenho das funções do CI, refere-se às polarizações CC das entradas

de cor e luminância. Os gráficos da figura 11 apresentam os limites adequados para a excursão máxima desses sinais (CA + CC), sob diversas tensões de alimentação. Devemos observar, também, que a entrada do sinal de cor (R-Y e B-Y) é feita sob um circuito diferencial. Portanto, o nível médio CC de polarização dos sinais de cor deve ser idêntico e igual ao nível CC aplicado ao pino 3 (referência). Deve-se, assim, prever um ajuste (trimpot) para esta tensão.

A mesma observação fazemos a respeito da entrada do sinal de luminância; os pinos 12 e 13 pertencem a uma entrada diferencial e, por isso, devem receber, também, o mesmo nível médio CC. O sinal de luminância (Y) aplicado ao pino 13 deve sobrepor-se ao nível CC. Um ajuste para a tensão do pino 12 (trimpot) também deve ser previsto.

A frequência do oscilador de cor é ajustada pelo trimmer, com auxílio de um freqüencímetro conectado ao pino 17 ou — para aqueles que possuem

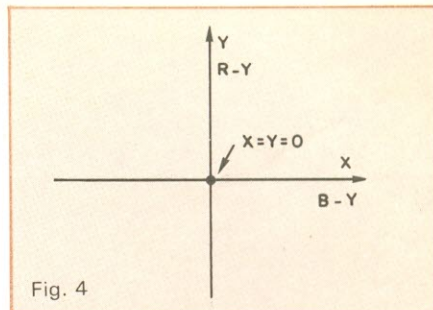


Fig. 4

Com tensão igual em R-Y e B-Y, não há sinal de saída.

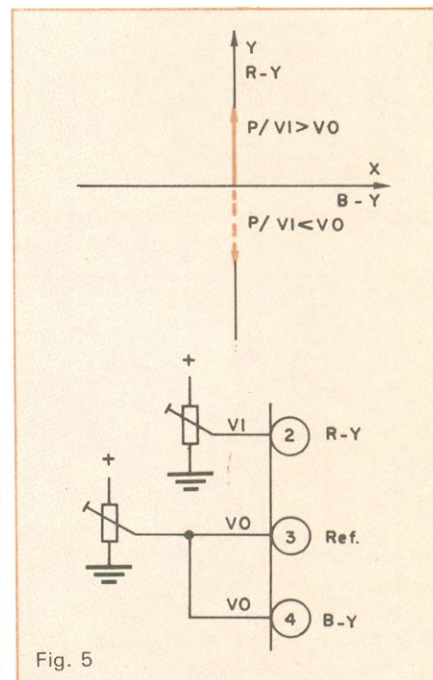


Fig. 5

Saída quando a tensão em R-Y é inferior à referência.

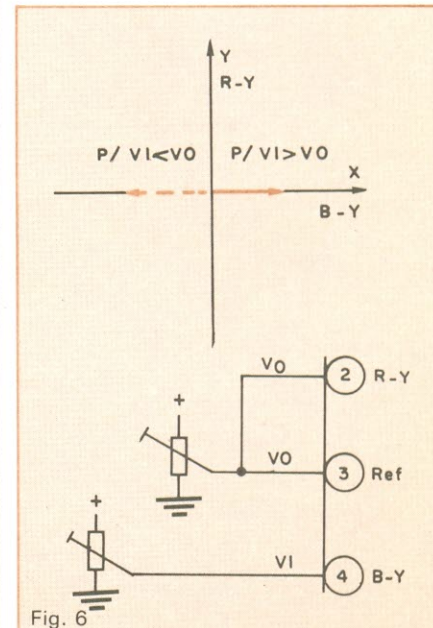


Fig. 6

Saída quando a tensão em B-Y é inferior à referência.



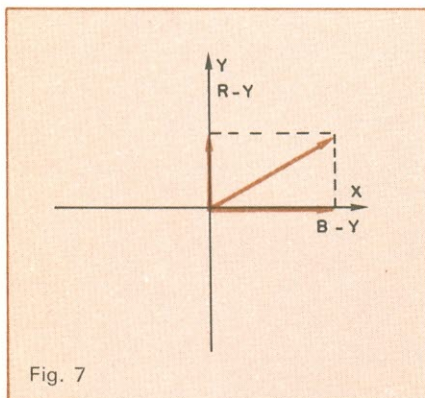


Fig. 7

Para cada combinação na entrada, há uma saída diferente.

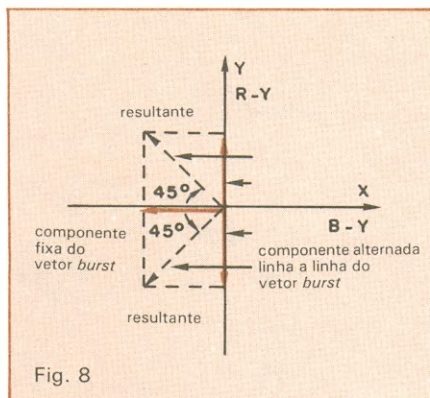


Fig. 8

O burst resulta de uma composição vetorial entre R-Y e B-Y.

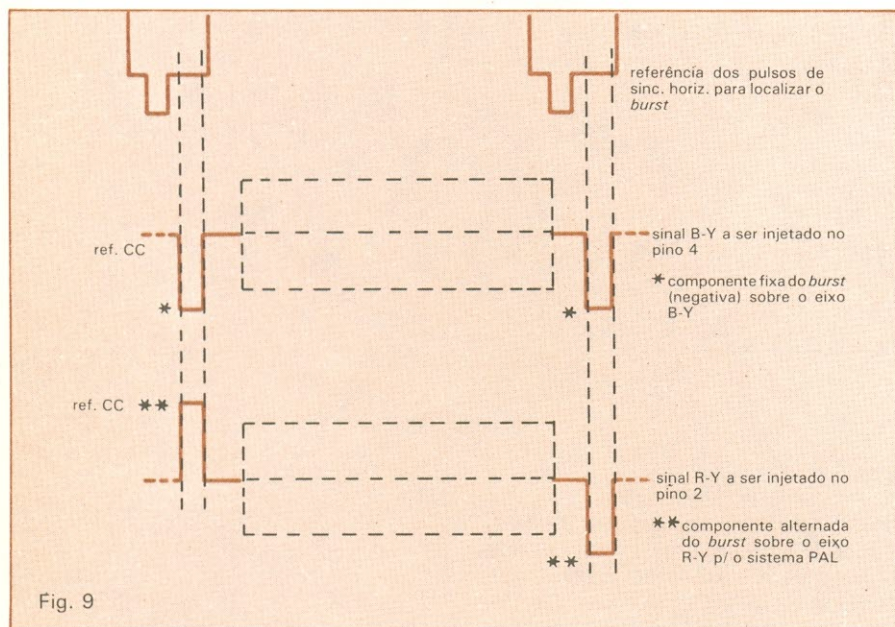
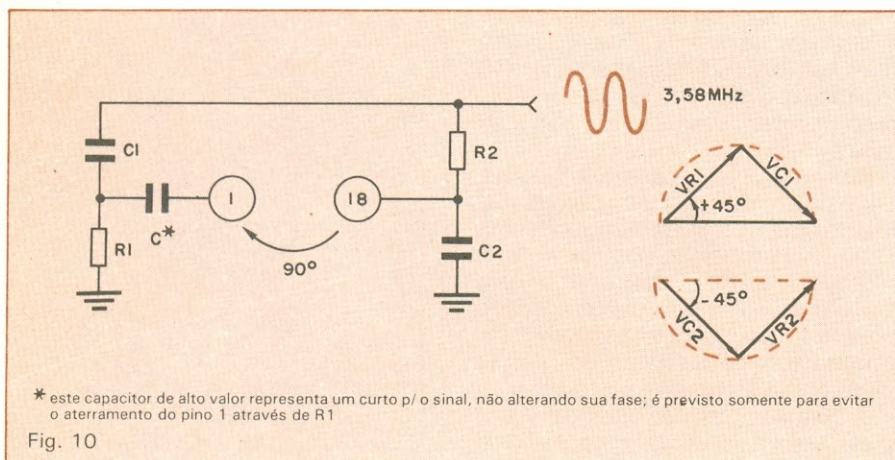


Fig. 9

Os pulsos de burst são negativos, no eixo B-Y, e alternados, no eixo R-Y.



\* este capacitor de alto valor representa um curto p/ o sinal, não alterando sua fase; é previsto somente para evitar o aterramento do pino 1 através de R1

Fig. 10

Circuitos RC fazem a defasagem total de 90° entre as subportadoras.

prática — observando diretamente o sincronismo das cores na tela do TV. De forma idêntica é feito o ajuste da bobina do oscilador de 4,5 MHz: com auxílio de um freqüencímetro ou com observação direta da qualidade do som no receptor.

As informações que apresentamos aqui constituem um resumo prático quanto à utilização do LM1889. Obviamente, com uma consulta direta ao manual do fabricante do CI, muitas informações importantes poderão ser extraídas para o exato dimensionamento do seu projeto. Boa sorte!

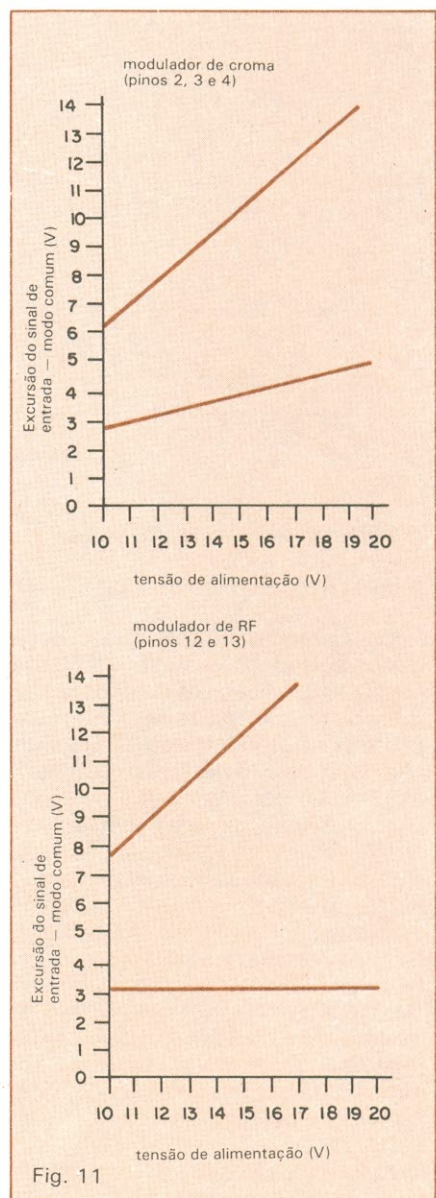


Fig. 11

Limites da excursão do sinal de entrada, conforme a alimentação.



O VIDICON  
1.ª PARTE

# Os tubos para Câmeras de vídeo

Numa série de três artigos, são apresentadas as válvulas captadoras de imagens das câmeras de vídeo — normais e de alta sensibilidade — e a operação dessas câmeras

O tubo para câmera de TV é um transdutor que transforma a imagem ótica (variação espacial de luminância) em sinais elétricos (variação de corrente em função do tempo). Este sinal é amplificado e processado pelos circuitos eletrônicos da câmera, a fim de fornecer um sinal de vídeo que possa ser apresentado em monitores, gravado em fita magnética, transmitido etc. Conclui-se que o desempenho global da câmera é diretamente influenciado pelas características ótico-elétricas do tubo de câmera (também chamado de *pick-up*).

Um tubo de câmera tem três funções básicas (figura 1): a **fotodetecção** que é a transformação da imagem luminosa em cargas elétricas; a **acumulação de cargas espaciais** sobre um mosaico dielétrico; e a **leitura do sinal**, que é feita através de um feixe de elétrons que analisa as cargas acumuladas entre duas deflexões e restitui ao mosaico sua carga original ("zera" o mosaico).

Segundo o tipo de tubo (ver Tabela 1), as duas primeiras funções são cumpridas por um elemento único (mosaico fotocondutor) ou por dois elementos distintos (fotocatodo e mosaico multiplicador de elétrons). No segundo ca-

so, o ganho eletrônico interno é assegurado pela alta tensão e pelo mosaico multiplicador. Alguns tubos admitem um estágio de entrada acoplado ao fotocatodo, estágio este que tem como função a intensificação da luminância da imagem (ou cena).

## Principais parâmetros de um tubo —

Os parâmetros desses dispositivos são, em primeiro lugar, do tipo ótico e elétrico:

— **Sensibilidade**: expressa em  $\mu\text{A}/\text{lúmen}$  e  $\mu\text{A}/\text{lux}$  (unidade fotométrica) ou  $\mu\text{A}/\text{W}$  (unidade energética).

— **Resolução espacial** ou função de transferência de modulação espacial (SMTF ou MTF): define a modulação do sinal de saída (sinal de vídeo) em função da frequência espacial (número de elementos alternadamente brancos e pretos por unidade de comprimento) para uma excitação modulada a 100% (senoidal, triangular, retangular etc.).

— **Resolução limite**: é a resolução espacial correspondente a uma certa modulação, em geral considerada como sendo de 5% sobre a curva MTF.

— **Função de transferência de modulação temporal (TMTF)**: define a modulação do sinal de saída, em função da frequência temporal do sinal de entra-

da. Expressa a inércia de estabelecimento ou de remoção do sinal (remanescente, persistência, declínio etc.).

— **Corrente de escuro** ( $i_o$ ): corrente de sinal gerada quando o tubo é totalmente imerso na escuridão.

— **Gama** ( $\gamma$ ): inclinação da curva log sinal/log iluminação.

— **Corrente de sinal** ( $i_s$ ): corrente de saída do tubo.

— **Resposta espectral**: curva que dá o sinal de saída ( $i_s$ ) em função do comprimento de onda  $\lambda$ , sob uma energia incidente constante  $\Delta\lambda$ .

— **Faixa de utilização dinâmica**: iluminação máxima/iluminação mínima.

— **Uniformidade do sinal** ( $\Delta i_s$ ): variação da corrente de sinal em vários pontos do mosaico, para uma iluminação uniforme.

— **Qualidade da imagem**: defeitos de aspecto, distorções geométricas etc.

— **"Ofuscamento"**: fenômeno observado com os tubos com mosaico de silício, onde ocorre um aumento muito grande de detalhes fortemente iluminados, devido a uma dispersão lateral de cargas nos diodos do mosaico.

Há, também, os parâmetros de características mecânicas e elétricas:

— **Janela de entrada**: diâmetro e material (vidro ou fibras ópticas).



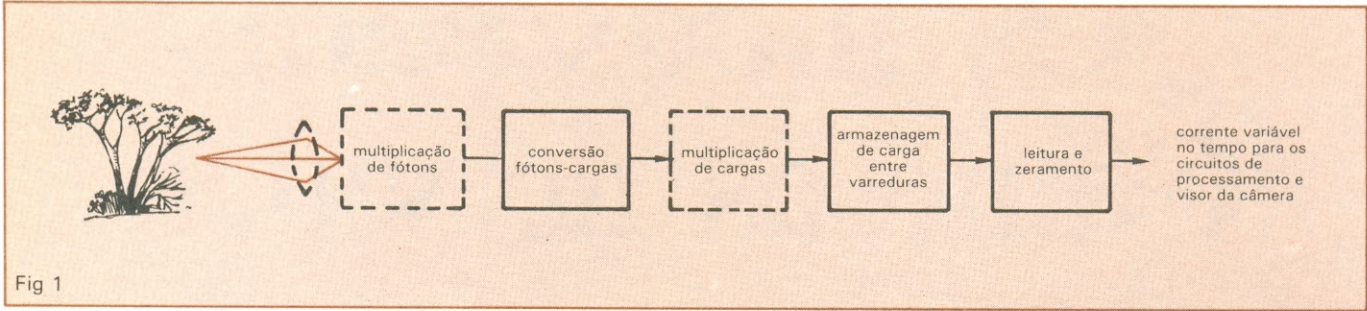


Fig 1

As várias funções desempenhadas por um tubo de câmera de TV (os blocos em linha tracejadas são encontrados apenas em tubos para níveis reduzidos de iluminação).

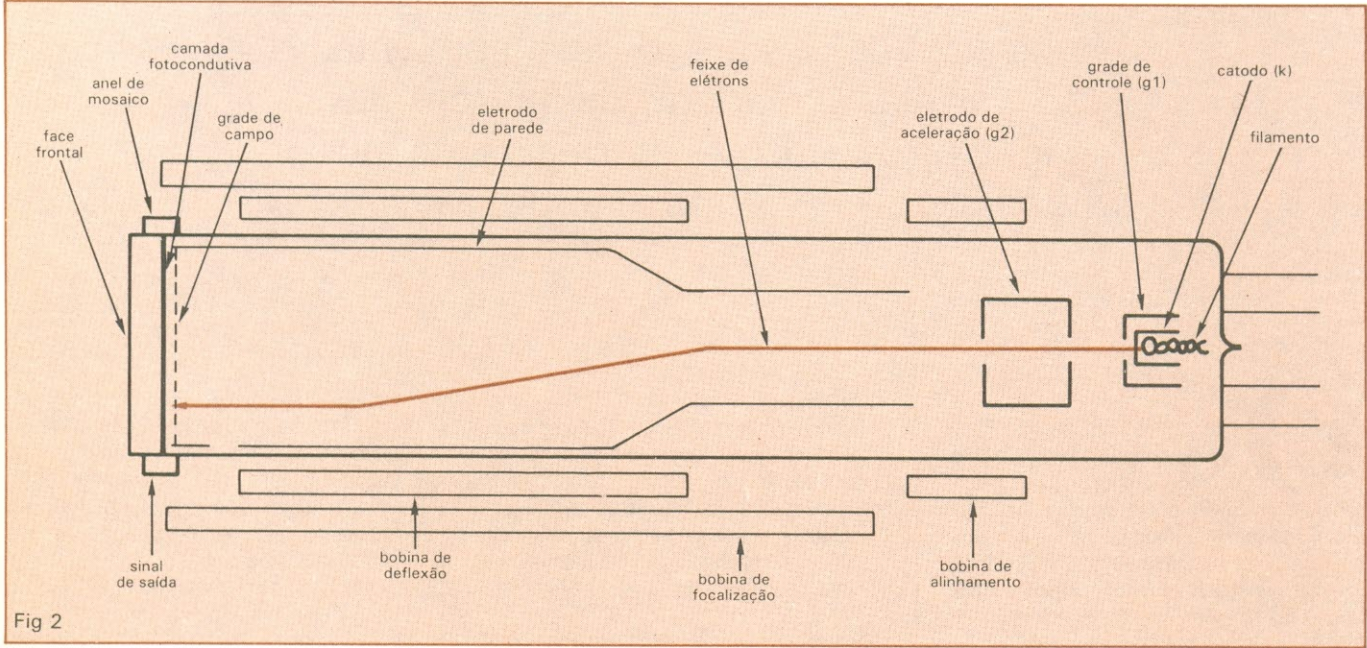


Fig 2

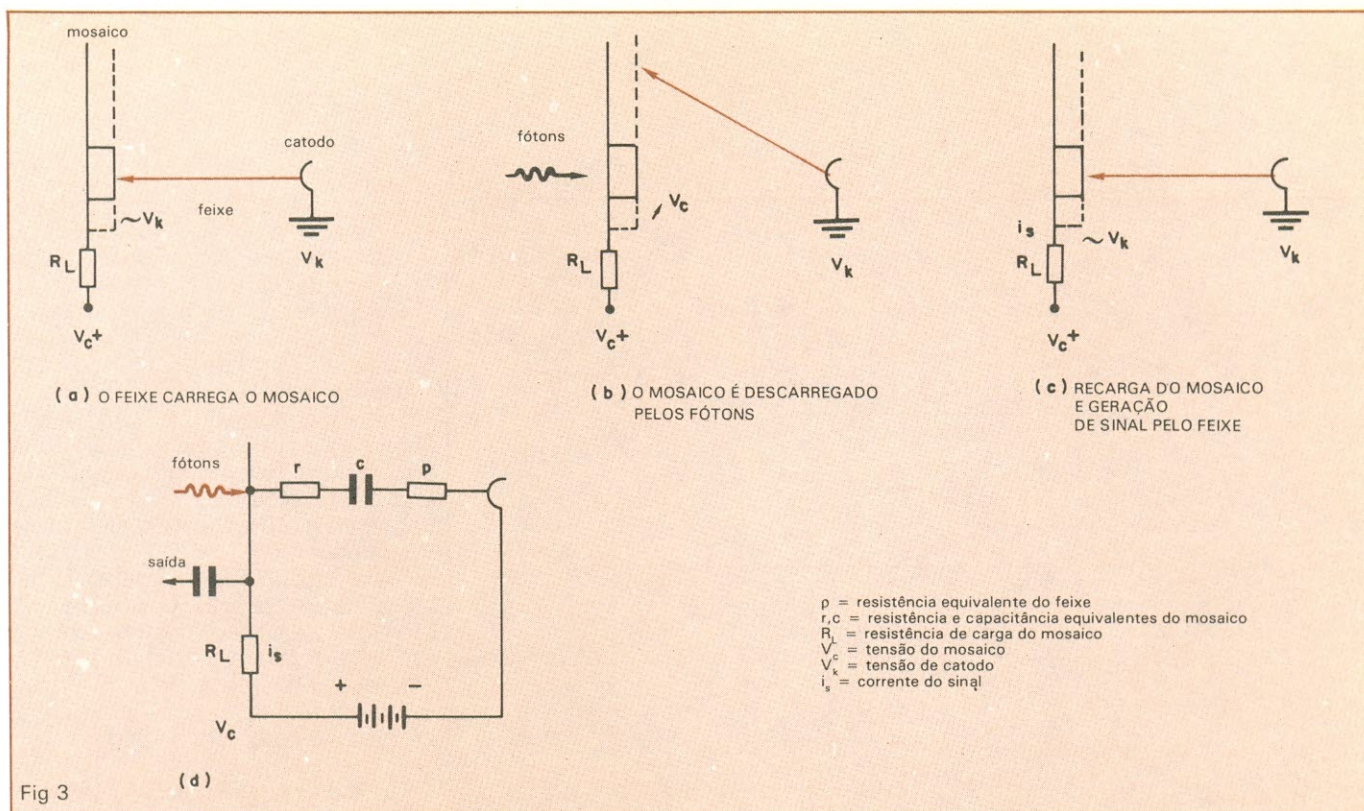
Vista em corte de um Vidicon típico, com mosaico de trissulfurato de antimônio.

Funções dos tubos para câmeras			
Tabela 1			
Função/Tipo de Tubo	VIDICON	NOCTICON	SUPER-NOCTICON
Intensificação da imagem	—		Intensificador de imagem luminosa
Fotodeteção	Mosaico Fotocondutor	Fotocatodo	Fotocatodo
Ganho eletrônico interno		Alta tensão + mosaico multiplicador de elétrons	Alta tensão + mosaico multiplicador de elétrons
Acumulação de cargas	Mosaico fotocondutor	Mosaico multiplicador de elétrons	Mosaico multiplicador de elétrons
Leitura	Feixe de elétrons	Feixe de elétrons	Feixe de elétrons

- **Canhão eletrônico:** diâmetro, formas de flexão e focalização (eletromagnética ou eletrostática).
- **Dimensões:** diâmetro e comprimento máximos.
- **Apresentação mecânica:** moldados, separados, bobinas de deflexão e focalização incorporados ou não.
- **Conexões elétricas:** fios nus ou soldados; conectores; pinos.
- **Robustez:** resistência a vibrações, choques, condições climáticas de operação, pressão, umidade etc.

**O tubo Vidicon** — O Vidicon clássico, que utiliza um mosaico de trissulfurato de antimônio, tem sua principal aplicação nas tomadas externas diurnas ou nas de estúdio sob forte iluminação. A figura 2 apresenta um corte esquemático de sua estrutura.





Representação simplificada do mosaico sob a ação do feixe de elétrons (a, b e c) e seu circuito elétrico equivalente (d).

As funções de fotodetecção (conversão de fótons em cargas espaciais) e de acumulação de cargas são feitas pelo mesmo elemento — o mosaico. Este componente consiste em uma película extremamente fina (2 a 5  $\mu\text{m}$ ) de um material fotocondutor, depositada sobre um eletrodo condutor e transparente, sobre o qual lê-se o sinal de saída (eletrodo de sinal). As elevadas resistividades superficial e volumétrica do mosaico permitem representá-lo como uma série de elementos resistor-capacitor (fig. 3), aos quais é aplicada uma tensão (entre eletrodo de sinal e catodo).

A cada passagem do feixe, os capacitores são carregados e o potencial do mosaico, em frente ao canhão, tende ao potencial do catodo (fig. 3a). Entre duas varreduras, a luz que atinge o mosaico cria lacunas (portadores p) e elétrons (portadores n) sobre os capacitores elementares. As lacunas se movimentam para a face do mosaico em frente ao canhão e os elétrons, para a face em frente ao eletrodo de sinal; dessa forma, os capacitores elementares são descarregados e o potencial do mosaico, na face em frente ao canhão, cresce em direção ao potencial do eletrodo de sinal (fig. 3b).

A descarga é proporcional à iluminação recebida. A cada deflexão, o feixe restitui o estado inicial ("zero") e neutraliza as cargas dos capacitores elementares, provocando assim a circula-

ção de uma corrente pela resistência de carga do eletrodo de sinal (fig. 3c). A figura 3d apresenta o circuito elétrico equivalente de um Vidicon.

No escuro, temos as cargas devidas à geração térmica; logo surge uma "corrente de escuro", cuja intensidade varia com a temperatura e o potencial do mosaico.

**Canhão eletrônico** — Como todos os tipos de tubos para câmera, o Vidi-

con usa um canhão eletrônico, que gera um feixe de elétrons extremamente fino, cuja função é "ler" o relevo de cargas do mosaico. Este canhão tem os seguintes elementos (fig. 2):

— Um catodo termoiônico, aquecido por um filamento, que é a fonte de elétrons.

— Uma grade de controle; a tensão entre essa grade e o catodo é que determina a intensidade da corrente do feixe.

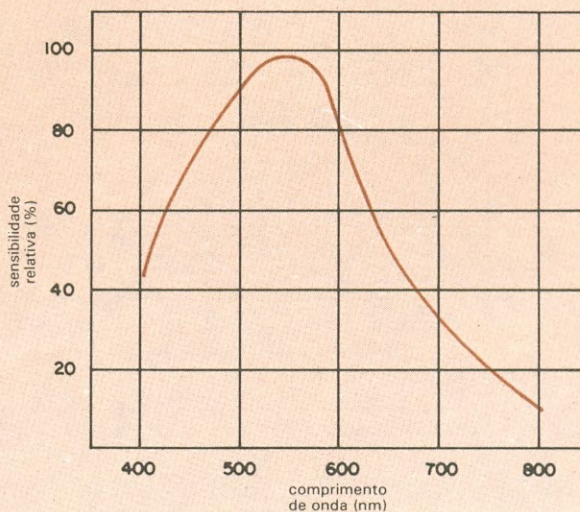


Fig 4

Curva de sensibilidade do Vidicon.



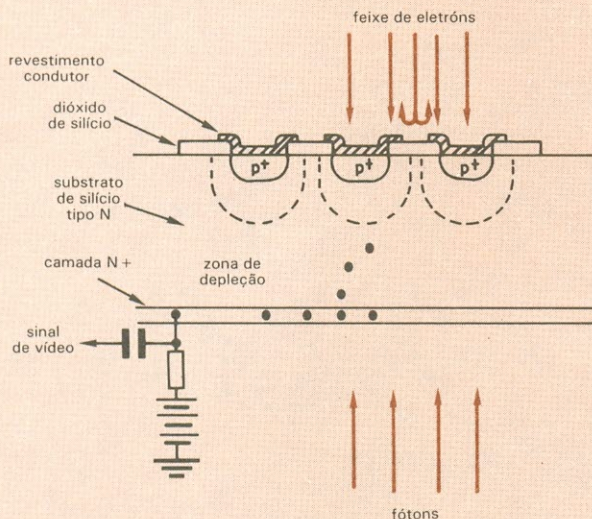


Fig 5

Corte de um mosaico típico confeccionado em silício.

Um eletrodo de aceleração; o campo eletrônico criado entre esse eletrodo e o catodo aumenta ou diminui a velocidade dos elétrons emitidos pelo catodo.

Um eletrodo de parede, que, em conjunto com a bobina eletromagnética, focaliza o feixe.

— Uma grade de campo, com duas funções: promover uma aceleração ao feixe após o eletrodo de parede; e gerar

um campo elétrico no espaço compreendido entre seu final e o mosaico, de forma que os elétrons atinjam este último perpendicularmente e com pouca energia, evitando a emissão secundária.

**Características principais** — Esses tubos se caracterizam por uma sensibilidade de conversão ajustável entre 1 nA/lux e 100 nA/lux. A regulação é fei-

ta ajustando-se a tensão do eletrodo de sinal (também chamada “tensão de mosaico”), de modo a obter-se uma corrente de escuro entre 5 e 50 nA. O aumento dessa tensão implica no aumento de corrente de escuro e, em menor escala, da corrente de sinal (logo, da sensibilidade). Tal característica permite uma regulação automática de sensibilidade e uma grande dinâmica de operação: podemos ter iluminação variável de 1 a 100 lux, para uma corrente de sinal de 100 nA. A sensibilidade máxima ocorre em  $\lambda = 550$  nm (fig. 4).

A resolução espacial depende das tensões de operação; quanto maiores forem estas tensões, melhor será a resolução. A MTF a 400 linhas de TV pode atingir 90% e a resolução limite pode ser superior a 1 500 linhas de TV. A média é da ordem de 0,65.

#### Vidicon com mosaico de silício —

Este tipo de tubo é muito mais sensível que o anterior, pois pode operar sob luz crepuscular ou sob baixos índices de iluminação artificial. Este Vidicon tem uma estrutura semelhante ao clássico, visto ser intercambiável com este último, exceto pela regulação da sensibilidade, através da tensão de mosaico.

O mosaico de diodo é constituído por uma placa de silício tipo N, com espessura de 10 a 20  $\mu$ m. Uma das faces contém um arranjo celular de regiões p, discretas e separadas por um isolante, que é uma camada de dióxido de silício (fig. 5). O substrato de silício é polarizado positivamente em relação ao catodo, com 10 V. O feixe que percorre o mosaico deposita elétrons sobre os diodos, levando-os ao mesmo potencial do catodo (operação de “zeramento”).

Os fótons que atingem a face iluminada do mosaico são absorvidos até uma determinada profundidade, criando pares elétrons-lacunas. As lacunas se difundem através do volume de silício, até a zona de cargas espaciais, abaixo dos diodos p+, onde são absorvidas pelo efeito do campo elétrico existente, provocando a descarga dos diodos. A passagem do feixe eletrônico recarrega esses diodos e a corrente que resulta da operação constitui exatamente o sinal de vídeo. Esse sinal é proporcional ao número de lacunas absorvidas e, conseqüentemente, da intensidade luminosa incidente. Assim, o mosaico de silício perfaz as duas funções do Vidicon clássico, ou seja, a

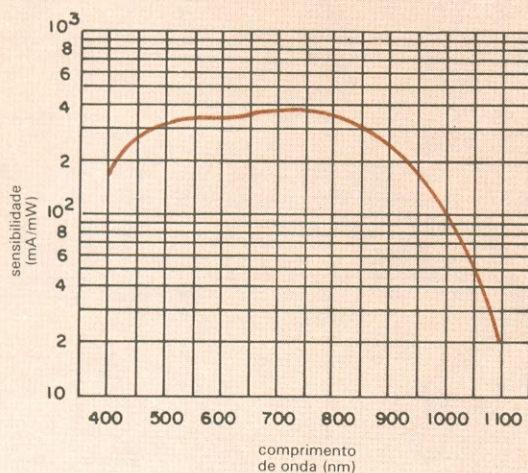


Fig 6

Resposta espectral do Vidicon com mosaico de silício.



conversão fótons-cargas livres e a função de acumulação dessas cargas.

Esse princípio simples deve, na prática, ser melhorado, por duas razões: 1) O feixe eletrônico carrega o óxido isolante, que, por sua vez, vai impedir o feixe de atingir os diodos. Para evitar essa barreira de potencial, deposita-se uma capa condutora sobre cada diodo, que facilita a ação do feixe. Uma segunda opção contra a barreira de potencial consiste em depositar por evaporação uma camada resistiva sobre toda a superfície do mosaico, o que permite um "escoamento" das cargas criadas pelo feixe sobre o óxido. Esta segunda opção é tecnicamente mais simples, porém diminui a resolução espacial e aumenta a remanescência. 2) Os fótons azuis são absorvidos muito próximos à superfície, fazendo com que as cargas por eles geradas tenham alta probabilidade de se recombinarem, diminuindo assim a sensibilidade do dispositivo a essa cor. Para contornar esse problema, difunde-se uma

## O Vidicon de mosaico de silício é mais sensível

camada  $n+$  na superfície; o campo elétrico resultante "empurra" as lacunas desta zona para as  $p+$ . Por meio de escolhas apropriadas da espessura dessa camada, melhora-se a resposta espectral para a faixa do azul.

**Principais características** — Um Vidicon com mosaico de silício, cuja sensibilidade é aproximadamente 10 vezes superior à de um Vidicon clássico, pode funcionar com iluminação de  $10^{-2}$  lux, o que corresponde a cenas noturnas sob luar. O sinal de saída elevado (700 nA/lux) permite uma larga faixa dinâmica de operação. A alta sensibilidade é devida a dois fatores:

1) A ampla resposta espectral (figura 6), que se estende desde o azul (400 nm) até proximidades do infravermelho (1 150 nm). A boa resposta para ondas de grandes comprimentos é particularmente interessante para tomadas sob luz residual ou incandescente, que tem alta radiação de infravermelho.

2) O alto rendimento quântico do silício (da ordem de 70%) — definido como a relação, em porcentagem, entre o número de elétrons gerados e o número de fótons incidentes.

A sensibilidade, independente da tensão de mosaico, é ajustada através de filtros óticos ou do diafragma da objetiva. A resolução espacial é equivalente à dos Vidicons clássicos. A unitária é favorável à obtenção de imagens contrastadas, mesmo sob iluminação fraca. A alta resistência à superexposição luminosa é devida ao material monocristalino e à estabilidade térmica do mosaico. ●

(continua no próximo número)

## ESTAMOS AQUI PARA ATENDE-LO









★★★★

Grandes linhas de componentes eletrônicos de diversas marcas já consagradas, tudo que você necessita para montagens, projetos, tais como: Chaves, Circuitos Integrados, Transistores, Diodos, Resistores, Potenciômetros, Displays, Leds, etc. ATENDEMOS TAMBÉM PELO REEMBOLSO AÉREO E POSTAL.

★★★★



**RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.**

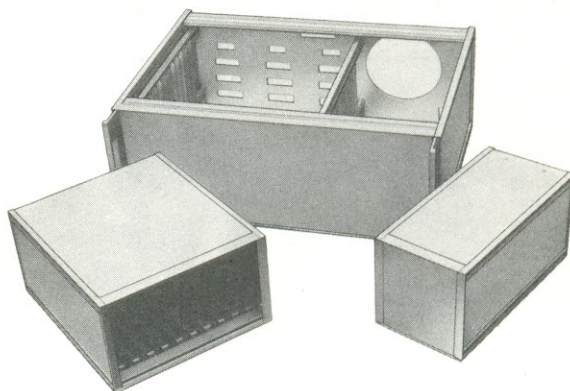
Loja Matriz: — RUA CEL. ALFREDO FLAQUER, 148/150  
Fone: 449-6688 (PABX) — Telex (011) 4994 RAES BR  
CEP 09000 — Santo André — SP

Loja Filial nº 1 — AVENIDA GOIÁS, 762 — Fone: 441-8399  
CEP 09500 — São Caetano do Sul — SP

Loja Filial nº 2 — RUA RODRIGUES ALVES, 13 — Lojas 10/11  
Cj. Anchieta — Fone: 414-6155 — Prédio próprio  
CEP 09700 — São Bernardo do Campo — SP

Kapran

## CAIXAS PARA INSTRUMENTAÇÃO



Cada unidade pode acomodar Eurocards de 100 x 160 mm e 100 x 220 mm, Eurocards duplos de 233,4 x 160 mm e 233,4 x 220 mm, como também modulas. Todos os conectores tipo plug-in da DIN 41612, 41613 e 41617, assim como da MIL-C-21097 podem ser utilizados nestas caixas. Permitem ainda acomodar micro-processadores S100, MULTIBUS e VME. Estrutura feita em perfis extrudados, painel e fundo de chapas, todos de alumínio anodizado incolor, laterais de chapas de alumínio pintadas em epoxy. Podem ser fornecidas com ou sem alças.

**Brasele Eletrônica Ltda.**

Rua Mj. Rubens Florentino Vaz, 51  
CEP 05580 — São Paulo — SP  
Telefones: (011) 814-3422 e (011) 212-6202



# Projeto em altas frequências

Fundamentado numa boa análise das transformadas aplicadas em altas frequências, este programa fornece os parâmetros "S" de amplificadores

**C**ircuitos lineares ou não lineares, operando com baixo sinal podem ser caracterizados completamente pelos parâmetros medidos em seus terminais, sem o conhecimento prévio de sua constituição interna. A definição dos parâmetros lineares pode ser feita utilizando-se uma estrutura simples de quatro terminais (quadripolo), como mostra a figura 1.

**Parâmetros "Y" —** Os parâmetros "Y" são obtidos quando se considera as tensões como variáveis independentes e as correntes como variáveis dependentes. Desse modo, pode-se escrever:

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (1)$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (2)$$

Na expressão (1), os parâmetros  $Y_{11}$  e  $Y_{12}$  são as constantes, dependentes do quadripolo, que relacionam de maneira linear a corrente  $I_1$  com todas as tensões terminais do quadripolo ( $V_1$  e  $V_2$ ). O mesmo se aplica para os parâmetros  $Y_{21}$  e  $Y_{22}$ , que relacionam  $I_2$  com  $V_1$  e  $V_2$ . Todos os parâmetros podem ser medidos impondo-se condições de curto-circuito nos terminais do quadripolo. Desse modo os parâmetros serão obtidos por:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2 = 0} \quad (3)$$

( $V_2 = 0$  equivalente a um curto-circuito na saída do quadripolo)

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2 = 0} \quad (4)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1 = 0} \quad (5)$$

( $V_1 = 0$  equivale a um curto-circuito na entrada no quadripolo)

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1 = 0} \quad (6)$$

Note que todos os parâmetros "Y" têm dimensão de admitância, motivo pelo qual eles são chamados também de parâmetros "Admitância", e geralmente são números complexos apresentando parte real e imaginária.

O conhecimento dos parâmetros lineares de um quadripolo permite, como já dito, determinar aspectos funcionais dos circuitos, sem conhecer sua constituição interna. Colocando-se, por exemplo, uma admitância de carga  $Y_L$  na saída do quadripolo, como mostra a figura 2, a admitância de entrada é facilmente obtida por:

$$Y_{IN} = \frac{I_1}{V_1} \quad (7)$$

Considerando-se que  $I_2 = -V_2 Y_L$  (onde o sinal negativo foi usado porque no funcionamento real a corrente  $I_2$  está saindo e não entrando no quadripolo) e utilizando-se a expressão (1), resulta:

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 = Y_{11} V_1 - \frac{Y_{12}}{Y_L} I_2 \quad (8)$$

O valor de  $I_2$  pode ser obtido na equação (2), fornecendo:

$$I_2 = Y_{21} V_1 - \frac{Y_{22}}{Y_L} I_2 = \frac{Y_{21} V_1 Y_L}{Y_{22} + Y_L} \quad (9)$$

substituindo (9) em (8), resulta:

$$\frac{I_1}{V_1} = Y_{IN} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \quad (10)$$

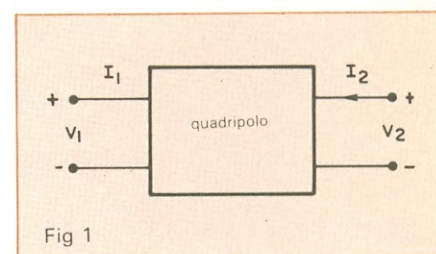
Note-se, portanto, que a expressão (10) mostra a influência da admitância de carga no valor da admitância de entrada do quadripolo, sem exigir conhecimento prévio da constituição do mesmo. Várias outras grandezas, como ganho de potência, ganho de tensão, admitância de saída etc., podem ser obtidas com o conjunto de parâmetros definidos. Isso será analisado com mais detalhes quando forem definidos os parâmetros "S", objetivo principal deste artigo.

As expressões (1) e (2) podem ser agrupadas em forma matricial, resultando:

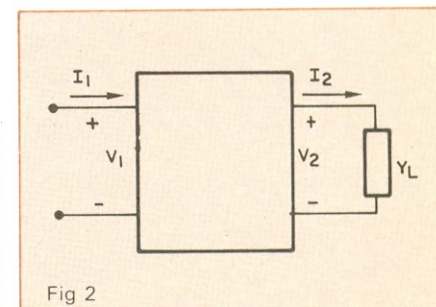
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

onde a matriz

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$



Admitância de carga ligada ao quadripolo.



Representação típica de um quadripolo.



representa a matriz  $Y$  do quadripolo. De uma forma geral, para circuitos com "n" acessos, pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & & & \\ \vdots & & & \\ Y_{n1} & \dots & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

**Parâmetros "Z"** — São definidos tomando-se as tensões como variáveis dependentes e as correntes, como independentes (ver fig. 1):

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (13)$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (14)$$

Os parâmetros podem ser obtidos de (13) e (14), por:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2 = 0} \quad (15)$$

( $I_2 = 0$  significa que a saída do quadripolo deve ficar em aberto)

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2 = 0} \quad (16)$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1 = 0} \quad (17)$$

( $I_1 = 0$  significa que a entrada do quadripolo deve ficar em aberto)

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1 = 0} \quad (18)$$

Note-se que os parâmetros "Z" têm dimensão de impedância e são, portanto, também chamados de Parâmetros Impedância.

Considerando-se  $Z_L$  a impedância carga na saída do quadripolo (ver fig. 2):

$$Z_{IN} = \text{IMPED. ENTRADA} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \quad (19)$$

onde considerou-se

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} = -\frac{V_2}{I_2}$$

Agrupando (13) e (14) na forma matricial, resulta:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

A matriz

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$$

é chamada "matriz Z do quadripolo".

Na forma geral, pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & & \\ \vdots & & \\ Z_{n1} & \dots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}$$

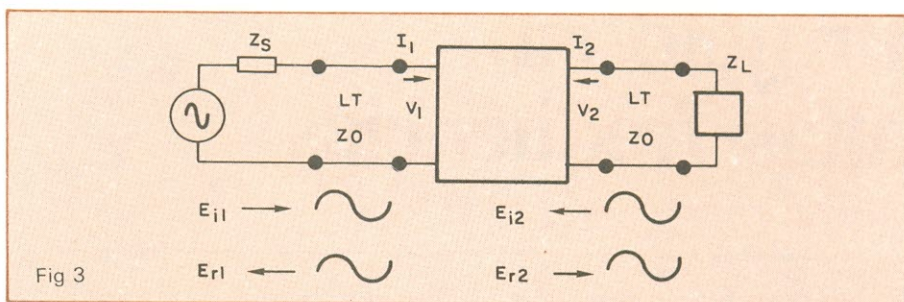


Fig 3

Quadripolo ligado à carga e ao gerador, através de trechos de LT.

### A necessidade dos parâmetros "S"

— Além dos parâmetros "Y" e "Z", que são os mais conhecidos, um quadripolo pode ser caracterizado ainda pelos parâmetros "H" e "ABCD" (ver ref. 1), que também nascem de uma escolha adequada de variáveis dependentes e independentes entre as tensões e correntes eficazes nos terminais do quadripolo. Todos esses parâmetros possuem, como condição de medida, a necessidade de impor curto-circuito (parâmetros "Y") ou circuito aberto (parâmetros "Z") nos terminais de acesso.

Quando a configuração interna do quadripolo possui elementos ativos, como no caso dos transistores, a condição de curto ou aberto nos terminais de entrada ou saída pode provocar oscilações espúrias no circuito, que tornam as medidas completamente erradas ou, em alguns casos, impossíveis de serem feitas. Considerando-se ainda que em alta frequência e microondas as condições de curto e aberto são difíceis de se obter (um pequeno fio de curto-circuito pode simular uma indutância e um circuito aberto pode provocar irradiações, resultando em um efeito capacitivo), a confiabilidade de caracterização de quadripolos com parâmetros "Z" ou "Y" é grandemente reduzida acima de 100 MHz (valor atingido apenas pelos parâmetros "Y").

Os parâmetros "S", como será visto a seguir, vêm resolver os problemas

mencionados, estendendo a caracterização de quadripolos a frequências acima de 12 GHz, com grande confiabilidade. Os próximos itens apresentarão os conceitos básicos desses parâmetros, com as expressões e procedimentos de projetos aplicados a amplificadores, visando o uso do programa "S", descrito no fim deste artigo.

**Definição dos parâmetros "S"** — Veremos aqui que os parâmetros "S" nascem de uma interpretação mais generalizada das condições reais existentes nos terminais do quadripolo e não representam, como pode parecer à primeira vista, o produto de uma intuição altamente especializada. É bom sempre lembrar que os parâmetros devem guardar relações entre si (ver ref. 1 para fórmulas de transformação de parâmetros), visto que eles descrevem o mesmo quadripolo.

A definição dos parâmetros "S" é facilmente entendida considerando-se o quadripolo conectado à carga e ao gerador através de trechos de linha de transmissão (LT) como mostra a figura 3. Considerando-se o quadripolo descrito por um de seus parâmetros lineares, como por exemplo, os do tipo "Y", pode-se escrever (ver equações 1 e 2):

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 &= Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{aligned}$$

onde  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  representam as cor-

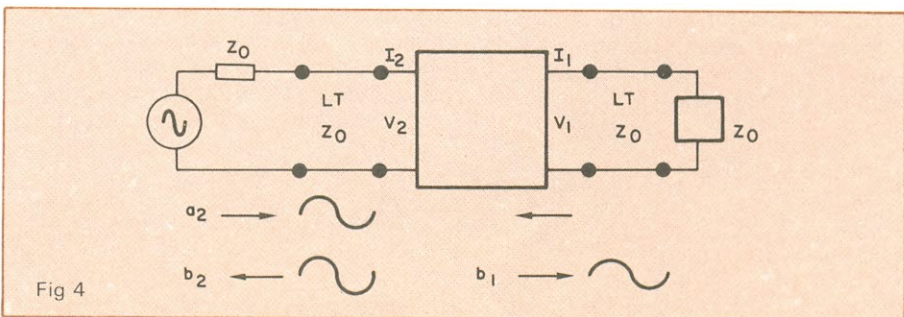


Fig 4

Configuração para medida de  $S_{22}$  e  $S_{12}$ .



rentes e tensões eficazes totais nos terminais do quadripolo. As condições de contorno de linhas de transmissão permitem escrever ainda:

$$V_1 = E_{i1} + E_{r1} \quad (21)$$

$$V_2 = E_{i2} + E_{r2} \quad (22)$$

$$I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} \quad (23)$$

$$I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0} \quad (24)$$

onde  $E_{i1}$ ,  $E_{r1}$ ,  $E_{i2}$ ,  $E_{r2}$  representam as tensões incidentes e refletidas nas linhas de entrada e saída, respectivamente (ver ref. 2);  $Z_0$  é a impedância característica das linhas.

Substituindo as expressões (21), (22), (23), (24) nas expressões (1) e (2), pode-se reorganizar as equações de modo que as tensões incidentes sejam as variáveis independentes e as tensões refletidas, as dependentes. Resulta portanto:

$$E_{r1} = g_{11}(Y) E_{i1} + g_{12}(Y) E_{i2} \quad (25)$$

$$E_{r2} = g_{21}(Y) E_{i1} + g_{22}(Y) E_{i2} \quad (26)$$

As funções  $g_{11}$ ,  $g_{12}$ ,  $g_{21}$  e  $g_{22}$  dependem apenas dos parâmetros "Y" e representam um novo conjunto de parâmetros, caracterizando o quadripolo através de tensões incidentes e refletidas, o que é mais natural do domínio de alta frequência e microondas (ver ref. 1 e 2).

Dividindo membro a membro as equações (25) e (26) por  $\sqrt{Z_0}$ , pode-se escrever:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (27)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (28)$$

onde

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$S_{11} = g_{11}(Y) \quad S_{21} = g_{21}(Y)$$

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$S_{12} = g_{12}(Y) \quad S_{22} = g_{22}(Y)$$

As equações (27) e (28) podem ser agrupadas na forma matricial, resultando:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (29)$$

a matriz

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

é chamada "S" (do inglês *scattering*) ou matriz espalhamento do quadripolo

(porque relaciona ondas refletidas e incidentes). Note que o módulo ao quadrado dos termos das equações (27) e (28) tem dimensão de potência e representa:

$|a_1|^2$  = potência incidente na entrada do quadripolo

$|b_1|^2$  = potência refletida na entrada do quadripolo

$|a_2|^2$  = potência incidente na saída do quadripolo

$|b_2|^2$  = potência refletida na saída do quadripolo

Na forma geral, para um circuito de n acessos, pode-se escrever:

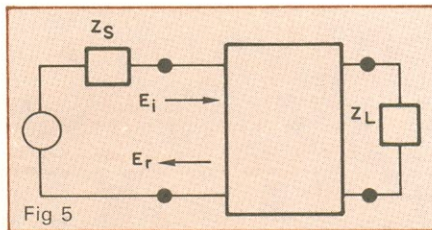


Fig 5 Quadripolo conectado à carga e ao gerador.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{1n} \\ S_{21} & \\ \vdots & \\ S_{n1} & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (30)$$

**Medida dos parâmetros "S"** — Observando-se as equações (27) e (28), nota-se que os parâmetros "S" serão obtidos com as seguintes condições:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad a_2 = 0 = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \quad E_{i2} = 0 \quad (31)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad a_2 = 0 = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \quad E_{i2} = 0 \quad (32)$$

A condição  $a_2 = 0$  significa  $E_{i2} = 0$  (ver equação (27) e figura 3). Isso é obtido quando não há reflexão de tensão pela carga  $Z_L$ , ou seja, quando  $Z_L = Z_0$  (ver ref. 2), que é a condição de terminação de uma linha de transmissão de impedância característica igual a  $Z_0$ .

Sendo assim, uma análise mais detalhada da equação (31) mostra que  $S_{11}$  é o coeficiente de reflexão da entrada do quadripolo em relação à impedância  $Z_0$  da LT (ver ref. 2). Do mesmo modo,  $S_{21}$  poderá ser considerado um ganho de tensão (ver fig. 3), pois representa tensão de saída dividida por

tensão de entrada no quadripolo.  $S_{12}$  e  $S_{22}$  serão obtidos por:

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad a_1 = 0 = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \quad E_{i1} = 0 \quad (33)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad a_1 = 0 = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \quad E_{i1} = 0 \quad (34)$$

A condição  $a_1 = 0$  implica em não haver onda incidente na entrada do quadripolo, o que é obtido fazendo-se  $Z_S = Z_0$  e alimentando o quadripolo no acesso de saída, como mostra a figura 4. Nessas condições, portanto,  $S_{22}$  pode ser considerado o coeficiente de reflexão da saída em relação a  $Z_0$ .

Analisando-se as expressões (27) e (28) e levando-se em conta o que foi dito sobre as condições de medida dos parâmetros "S", pode-se concluir que a matriz "S" varia com a impedância de normalização  $Z_0$ . O valor aceito como padronização atualmente é  $Z_0 = 50 \Omega$ . Maiores informações sobre as propriedades da matriz "S" podem ser obtidas nas referências 1 e 3.

**Equações de projeto** — Serão apresentadas neste item as expressões de projeto para amplificadores, utilizando parâmetros "S", visando a aplicação do programa em Basic descrito adiante. A dedução matemática dessas expres-

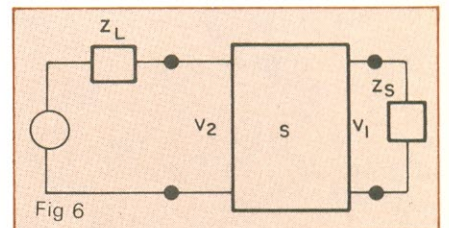


Fig 6 Montagem para obtenção da impedância de saída do quadripolo.

sões pode ser obtida nas referências 1 e 3.

**1 — Impedância de entrada e ganho transdutivo de um quadripolo:** Considere um quadripolo conectado a uma carga  $Z_L$  e a um gerador com impedância interna  $Z_S$ , como mostra a figura 5. O coeficiente de reflexão na entrada do quadripolo é dado por:

$$\Gamma_{IN} = \frac{E_r}{E_i} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 + S_{22} \Gamma_L} \quad (35)$$

onde

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (36)$$



$Z_0$  = impedância de normalização dos parâmetros

A impedância de entrada do quadripolo será:

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}} \quad (37)$$

O ganho transdutivo do quadripolo, definido por:

$$G_T = \frac{\text{potência cedida à carga.}}{\text{potência disponível no gerador}}$$

é dado por:

$$G_T = \frac{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(S_{21})(1 - S_{22}\Gamma_L)|^2}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_S|^2} \quad (38)$$

onde:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (39)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

O ganho transdutivo é a grandeza que realmente indica de quanto a potência do gerador foi aumentada e entregue à carga. Esse ganho leva em conta os descasamentos que porventura existam na entrada e saída do quadripolo.

2 — Impedância de saída do quadripolo: A impedância de saída do quadripolo pode ser obtida com a montagem mostrada na figura 6.

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (40)$$

onde  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$  já foram definidos para equações (36) e (39). A impedância de saída será dada por:

$$Z_{OUT} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{OUT}}{1 - \Gamma_{OUT}} \quad (41)$$

3 — Fator de estabilidade e casamento conjugado: Uma análise matemática das expressões (35), (37), (40) e (41) mostra que podem existir valores de impedância de carga ( $Z_L$ ) ou de fonte ( $Z_S$ ) que produzem impedância de entrada ou saída com parte real negativa. Essa condição implica em circuitos potencialmente instáveis, ou seja, que podem desenvolver auto-oscilações. As condições necessárias e suficientes para que qualquer impedância de carga ou de fonte (que possui parte real positiva) possa ser conectada aos terminais do quadripolo, sem torná-lo potencialmente instável são:

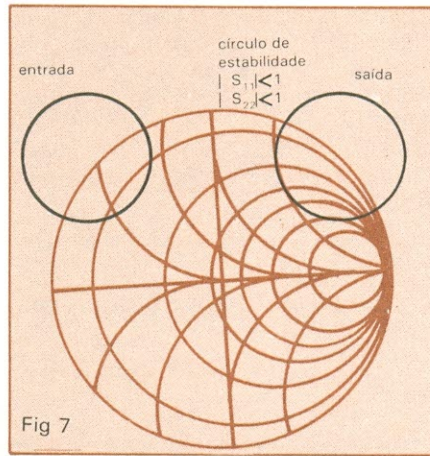


Fig 7

Traçado dos círculos de estabilidade.

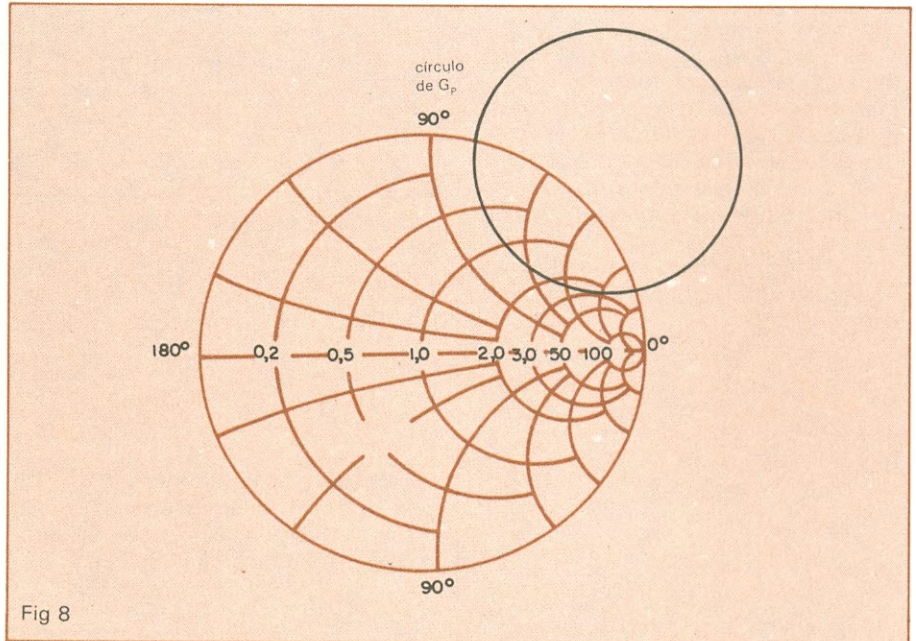


Fig 8

Traçado do círculo de ganho de potência constante.

$$a) |S_{11}| < 1; |S_{22}| < 1 \quad (42)$$

$$b) |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2; |S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2 \quad (43)$$

$$c) K < 1 \quad (44)$$

onde:

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22}| - |S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}|^2|S_{21}|^2} \quad (45)$$

Quando as condições das equações (42) a (45) são verificadas, existem valores de  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$  que fornecerão o máximo ganho transdutivo do quadripolo (ver equação (38)). Esses valores são dados por:

$$\Gamma_{Sm} = C_1^* \left[ \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2|C_1|^2} \right] \quad (46)$$

$$\Gamma_{Lm} = C_2^* \left[ \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|^2} \right] \quad (47)$$

onde:

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (48)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (49)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (50)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (51)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (52)$$

("\*" representa o complexo conjugado)

Nessas condições, o ganho transdutivo máximo pode ser calculado por:

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (53)$$

O sinal (+) nas expressões (46), (47) e (53) é usado se  $B_1$ , calculado na expressão (50), é negativo. O sinal (-) é usado se  $B_1$  é positivo.

4 — Condições de casamento quando  $K < 1$ : Quando o fator de estabilidade  $K$  for menor que a unidade, existirão impedâncias no plano da Carta de Smith que poderão fazer o quadripolo oscilar, ou seja, provocar uma das condições a seguir:

$$|\Gamma_{IN}| > 1 \quad (54)$$

$$|\Gamma_{OUT}| > 1 \quad (55)$$



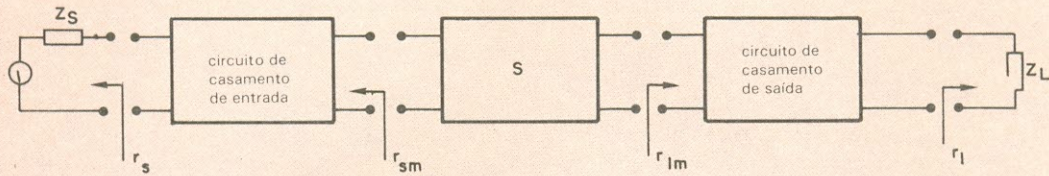


Fig 9

Circuitos de casamento de impedância.

O lugar geométrico dos pontos de fronteira, ou seja, das impedâncias que produzem  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  ou  $|\Gamma_{IN}| = 1$  é dado por equações que representam um círculo no plano da Carta de Smith. As coordenadas do círculo de estabilidade da saída são dadas por:

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (56)$$

centro do círculo de estabilidade

$$R_{s2} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (57)$$

raio do círculo de estabilidade

A figura 7 apresenta um exemplo de traçado desse círculo.

A determinação da região da Carta de Smith que produz  $|\Gamma_{IN}| > 1$  é obtida com ajuda da equação (35). Considerando:

**Caso 1** — o círculo de estabilidade não engloba o centro da Carta, considerando-se  $Z_L = 50$  (centro da Carta de Smith), tem-se  $\Gamma_L = 0$ , o que resulta em  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ .

a) Se  $|S_{11}| < 1$ , o centro da Carta de Smith está na região estável (todas as impedâncias fora do círculo de estabilidade produzirão  $|\Gamma_{IN}| < 1$ ).

b) Se  $|S_{11}| > 1$ , a região de estabilidade será dentro do círculo de estabilidade.

**Caso 2** — o círculo de estabilidade engloba o centro da Carta.

a) Se  $|S_{11}| < 1$ , a região estável é dentro do círculo.

b) Se  $|S_{11}| > 1$ , a região estável é fora do círculo.

É útil definir para o quadripolo o ganho de potência dado por:

$$G_P = \frac{\text{potência cedida à carga}}{\text{potência na entrada do quadripolo}} \quad (58)$$

que, em função dos parâmetros "S", fica:

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)} \quad (59)$$

onde  $C_2$  e  $\Delta$  já foram definidos nas equações (49) e (52).  $\operatorname{Re}(C_2 \Gamma_L)$  representa a parte real do produto  $\Gamma_L C_2$ .

Note que o ganho de potência não depende da impedância de fonte  $Z_S$  e, portanto, não fornece a mesma informação de transferência de potência do gerador à carga, como é o caso do ga-

## A Carta de Smith é muito útil no cálculo de amplificadores

nho transdutivo definido na equação (38). O ganho de potência pode se tornar ganho transdutivo quando  $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ , pois nesse caso a potência na entrada do quadripolo é a própria potência disponível do gerador (condição de máxima transferência de potência para cargas complexas).

Várias impedâncias de carga podem fornecer um mesmo ganho de potência. Essas impedâncias estão situadas em um círculo, cujas coordenadas na Carta de Smith são dadas por:

$G_P$  = ganho de potência desejado (numérico)

$$G = G_P / |S_{21}|^2 \quad (60)$$

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (61)$$

centro do círculo (ganho constante) =

$$r_{02} = \left[ \frac{G}{1 + D_2 G} \right] \quad (62)$$

raio do círculo =

$$\frac{(1 - 2K |S_{12} S_{21}| G + |S_{12} S_{21}|^2 G^2)^{1/2}}{1 + D_2 G} \quad (63)$$

A figura 8 apresenta um exemplo do círculo de potência traçado no plano da Carta de Smith. Para o projeto de amplificadores com ganho especificado, quando  $K < 1$ , procede-se da seguinte maneira: traça-se o círculo de ganho

constante usando as expressões (60), (61) e (62). Traçado o círculo de estabilidade de saída e determinação das regiões de estabilidade, escolhe-se uma carga sobre a circunferência do círculo de ganho constante, que esteja na região estável da Carta de Smith. Calcula-se  $\Gamma_{IN}$ , através da equação (35).

A transformação do ganho de potência em ganho transdutivo é obtida fazendo-se  $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ . No entanto, esse valor de  $\Gamma_S$  deve ser analisado com respeito à estabilidade, para que não produza coeficientes de reflexão na saída com módulo maior que um ( $|\Gamma_{OUT}| > 1$ ). Isso é feito verificando-se se  $\Gamma_S$  está dentro da região estável da entrada, determinada pelas coordenadas do círculo de estabilidade da entrada:

$$\text{centro} = r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (64)$$

$$\text{raio} = R_{s1} = \left| \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (65)$$

A verificação da região estável da entrada é feita com a ajuda da equação (40) e usando as mesmas considerações já feitas para o círculo da saída (trocar  $S_{22}$  por  $S_{11}$ ). No caso de  $\Gamma_S$  cair na região instável da entrada, deve-se escolher outro valor de  $Z_L$  na região estável da saída e refazer o procedimento. O programa descrito a seguir calcula todas as condições anteriores para facilitar o trabalho do projetista. A sequência de utilização é sempre apresentada na tela do computador.

**Circuitos de casamento** — Normalmente, o gerador que alimenta o quadripolo tem impedância interna diferente daquela determinada por  $\Gamma_{sm}$ ; e a carga  $Z_L$ , no caso geral, também não corresponde ao valor determinado por  $\Gamma_{lm}$ . É trabalho do projetista calcular os circuitos de transformação para a entrada e a saída, de modo a fazer com que o quadripolo veja as impe-



# LISTAGEM DO PROGRAMA "S"

```

2 PRINT "ANALISE DE CIRCUITOS"
12 PRINT "COM PARAMETROS 'S' " @
PRINT
22 DISP "ANALISE DE CIRCUITOS C
OM PARAMETROS S"
32 DISP "

wif" @ DISP
42 DIM S(2,2),M(2,2)
52 DEG
62 FOR I=1 TO 2 @ FOR J=1 TO 2
@ DISP "S";I,J;"(MOD,ANG-GRA
US)=?" @ INPUT S(I,J),M(I,J)
@ NEXT J
72 NEXT I @ S1=S(1,1) @ S2=S(2,
2) @ S3=S(1,2) @ S4=S(2,1)
82 FOR I=1 TO 2 @ FOR J=1 TO 2
@ DISP "S"; I,J;"(MOD,ANG-GRA
US)=",S(I,J);M(I,J)
92 PRINT "S";I,J;"(MOD,ANG-GRAU
S)=",S(I,J);M(I,J)
102 S=M(I,J) @ M(I,J)=S(I,J)*COS
(S) @ S(I,J)=S(I,J)*SIN(S)
112 DISP "S";I,J;"RE=";"M(I,J);"
IM=";"S(I,J) @ NEXT J @ NEXT
I
122 DISP @ DISP "PARA CALCULAR
GANHO COM IMPEDANCIA DE CAR
GA E FONTE DIGITE 1"
132 DISP "PARA CALCULAR IMPEDA
NCIA DE SAIDA E GANHO TRANSDU
TIVO DIGITE 2"
142 DISP "PARA CALCULAR IMPEDA
NCIA DE ENTRADA E GANHO TRAN
SDUTIVO DIGITE 3"
152 DISP "PARA ANALISE DOS PAR
AMETROS DIGITE 4"
162 DISP "PARA TERMINAR DIGITE
5" @ INPUT T
172 ON T GOTO 1082,1112,1222,262
,1282
182 REM SUBR PARA INVERTER NUMER
O COMPLEXO
192 D1=R1*2+I1*2 @ R2=R1/D1 @ I2
=-I1/D1 @ RETURN
202 REM MULTIPLICA NUMEROS COMPL
EXOS
212 R3=R1*R2-I1*I2 @ I3=R1*I2+I1
*R2 @ RETURN
222 REM SBRT PARA CALCULAR O MOD
ULO DE UM NUMERO COMPLEXO
232 M1=SQR(R1*2+I1*2) @ RETURN
242 REM SBRT PARA DIVIDIR NUMERO
S COMPLEXOS
252 M2=R2*2+I2*2 @ R3=(R1*R2+I1
*I2)/M2 @ I3=(I1*R2-I2*R1)/M2
@ RETURN
262 REM CALCULO DO FATOR DE ESTA
BILIDADE
272 IF S3=0 THEN GOTO 882
282 R1=M(1,1) @ I1=S(1,1) @ R2=M
(2,2) @ I2=S(2,2) @ GOSUB 21
2 @ K1=R3 @ K2=I3
292 R1=M(1,2) @ I1=S(1,2) @ R2=M
(2,1) @ I2=S(2,1) @ GOSUB 21
2 @ K1=K1-R3 @ K2=K2-I3
302 R1=K1 @ I1=K2 @ GOSUB 232 @
D=M1 @ K=(1+D*2-S1*2-S2*2
)/S3/S4/2
312 DISP @ DISP "VALOR DE K=";"K
322 PRINT @ PRINT "VALOR DE K=";"
K @ PRINT @ IF K<1 THEN GOTO
542
332 B1=1+S1*2-S2*2-D*2 @ A=-
1 @ IF B1<0 THEN LET A=1 @ G=1
0*LGT(S3/S2*(K+A*SQR(K*2-1)))
342 G=10*LGT(S4/S3*(K+A*SQR(K*2
-1)))
352 PRINT "GT MAX(DB)=";"G

```

```

362 DISP "GT MAX(DB)=";"G @ R1=M(
1,1) @ I1=-S(1,1) @ R2=K1 @
I2=K2 @ GOSUB 212 @ C1=M(2,2
)-R3
372 C2=S(2,2)-I3 @ B1=1+S2*2-S1
*2-D*2 @ A=-1 @ IF B1<0 THEN
LET A=1 @ R1=C1 @ I1=C2 @ GO
SUB 232
382 R1=C1 @ I1=C2 @ GOSUB 232 @
DEG @ T1=ATN2(-C2,C1)
392 R1=(B1+A*SQR(B1*2-4*M1*2))/
2/M1 @ DISP @ DISP "MOD DE GA
MA DE CARGA MAX=";"R1
402 DISP "ANGULO(GRAUS)=";"T1 @ D
ISP
412 PRINT @ PRINT "MOD DE GAMA D
E CARGA MAX=";"R1
422 PRINT "ANGULO(GRAUS)=";"T1 @
PRINT
432 DEG @ N1=R1*COS(T1) @ N2=R1*
SIN(T1) @ GOSUB 442 @ GOTO 5
02
442 R1=N1 @ I1=N2 @ R2=M(2,2) @
I2=S(2,2) @ GOSUB 212
452 L1=1-R3 @ L2=-I3 @ R1=M(1,2)
@ I1=S(1,2)
462 R2=M(2,1) @ I2=S(2,1) @ GOSU
B 212
472 R1=R3 @ I1=I3 @ R2=N1 @ I2=N
2 @ GOSUB 212 @ R1=R3 @ I1=I
3 @ R2=L1 @ I2=L2 @ GOSUB 25
2
482 R1=M(1,1)+R3
492 I1=S(1,1)+I3 @ DEG @ T3=ATN2
(I1,R1) @ GOSUB 232 @ RETURN
502 DISP "MOD DE GAMA DE FONTE M
AX=";"M1
512 DISP "ANGULO(GRAUS)=";"-T3
522 PRINT "MOD DE GAMA DE FONTE
MAX=";"M1
532 PRINT "ANGULO(GRAUS)=";"-T3
@ GOTO 122
542 REM CALCULO DOS CIRCULOS DE
ESTABILIDADE
552 REM CALCULO DOS CIRCULOS DE
ESTABILIDADE
562 R1=M(2,2) @ I1=-S(2,2) @ R2=
K1 @ I2=K2 @ GOSUB 212 @ C1=
M(1,1)-R3 @ C2=S(1,1)-I3
572 M2=S1*2-M1*2 @ C1=C1/M2 @
C2=-C1/M2 @ R=S3*S4/M2 @
M2=M1 @ R1=C1 @ I1=C2 @ GOS
UB 232 @ DEG
582 T1=ATN2(C2,C1)
592 DISP "CENT CIRC ESTAB ENTRAD
A(MODULO)=";"M1 @ DISP @ DISP
"ANGULO(GRAUS)=";"T1
602 DISP @ DISP "RAIO DO CIRCULO
=";"ABS(R)
612 PRINT "CENT CIRC ESTAB ENTRA
DA(MODULO)=";"M1 @ PRINT @ PR
INT "ANGULO(GRAUS)=";"T1
622 PRINT @ PRINT "RAIO DO CIRCULO
=";"ABS(R)
632 M1=M2 @ R1=M(1,1) @ I1=-S(1,
1) @ R2=K1 @ I2=K2 @ GOSUB 2
12 @ C1=M(2,2)-R3 @ C2=S(2,2
)-I3
642 M2=S2*2-M1*2 @ C1=C1/M2 @
C2=-C1/M2 @ R=S3*S4/M2 @
I1=C1 @ I1=C2 @ GOSUB 232 @ DE
G @ T1=ATN2(C2,C1)
652 DISP @ DISP "CIRC ESTAB SAID
A(MODULO)=";"M1 @ DISP @ DISP
"ANGULO(GRAUS)=";"T1
662 DISP @ DISP "RAIO DO CIRCULO
=";"ABS(R)
672 PRINT @ PRINT "CIRC ESTAB SA
IDA(MODULO)=";"M1 @ PRINT @ P
RINT "ANGULO(GRAUS)=";"T1
682 PRINT @ PRINT "RAIO DO CIRCULO
=";"ABS(R)
692 DISP "CALCULO DO CIRCULO DE

```

```

GANHO CONSTANTE" @ DISP @ DI
SP "VALOR DO GANHO DE POTENC
IA(DB)="
702 INPUT A @ G=10*(A/10)/S4*2 @
M1=M1*M2*G/(1+M2*G) @ R=S
QR(1-2*K*S3*S4*G+(S3*S4*G
^2)/(1+G*M2)
712 DISP @ DISP "CENTRO DO CIRCU
LO DE GANHO(DB)=";"A @ DISP @
DISP "MODULO=";"M1 @ DISP
722 DISP "ANGULO(GRAUS)=";"T1 @ D
ISP @ DISP "RAIO=";"R
732 PRINT @ PRINT "CENTRO DO CIR
CULO DE GANHO(DB)=";"A @ PRIN
T @ PRINT "MODULO=";"M1 @ PRI
NT
742 PRINT "ANGULO(GRAUS)=";"T1 @
PRINT @ PRINT "RAIO=";"R
752 DISP @ DISP "CALCULO DAS IMP
EDANCIAS DE CARGA E FONTE" @
DISP @ DISP
762 DISP "IMPEDANCIA DE CARGA(RE
AL, IMAG)=";"@ INPUT N1,N2
772 R1=N1-50 @ I1=N2 @ R2=N1+
50 @ I2=N2 @ GOSUB 252 @ N1=
R3 @ N2=I3
782 R1=N1 @ I1=N2 @ GOSUB 232 @
M5=M1 @ DEG @ T1=ATN2(N2,N1
) @ GOSUB 442 @ N3=M5 @ N4=T1
792 IF M1<1 THEN GOTO 812
802 DISP @ DISP @ DISP "ATENCAO:
O VALOR DA IMPEDANCIA DE CA
RGA ESCOLHIDA ESTA NA REGIAO
INSTAVEL"
812 DISP "MODULO DO COEF REFL D
E FONTE=";"M1 @ DISP @ DISP "
ANGULO(GRAUS)=";"-T3
822 IF M1<1 THEN GOTO 842
832 DISP @ DISP "ESCOLHA OUTRO V
ALOR DE ZL" @ GOTO 762
842 N1=M1 @ N2=-T3 @ GOSUB 1162
@ IF M1<1 THEN GOTO 872
852 DISP "ATENCAO: O VALOR DE ZL E
SCOLHIDO PRODUZIU CONJUGADO
DE ZS NA REGIAO INSTAVEL DA
ENTRADA"
862 DISP "ESCOLHA OUTRO VALOR DE
ZL" @ GOTO 762
872 GOSUB 952 @ GOTO 122
882 G=10*LGT(S4*2/(1-S1*2)/I1-S2
*2) @ DISP @ DISP @ DISP "G
T MAX(DB)=";"G
892 PRINT @ PRINT @ PRINT "GT MA
X(DB)=";"G
902 DISP "MODULO DO GAMA DE CARG
A MAX=";"S2 @ DEG @ DISP "ANG
ULO(GRAUS)=";"ATN2(-S(2,2),M(
2,2))
912 PRINT "MODULO DO GAMA DE CAR
GA MAX=";"S2 @ DEG @ PRINT "A
NGULO(GRAUS)=";"ATN2(-S(2,2),
M(2,2))
922 DISP "MODULO DO GAMA DE FONT
E MAX=";"S1 @ DEG @ DISP "ANG
ULO(GRAUS)=";"ATN2(-S(1,1),M(
1,1))
932 PRINT "MODULO DO GAMA DE FON
TE MAX=";"S1 @ DEG @ PRINT "A
NGULO(GRAUS)=";"ATN2(-S(1,1),
M(1,1))
942 GOTO 122
952 R1=M(1,2) @ I1=S(1,2) @ R2=M
(2,1) @ I2=S(2,1) @ GOSUB 21
2 @ R4=R3 @ I4=I3 @ DEG @ R1
=N1*COS(N2)
962 I1=N1*SIN(N2) @ R2=N3*COS(N4
) @ I2=N3*SIN(N4) @ GOSUB 21
2
972 R1=R4 @ I1=I4 @ R2=R3 @ I2=I
3 @ GOSUB 212 @ R5=R3 @ I5=I
3
982 R1=M(1,1) @ I1=S(1,1) @ R2=N
1*COS(N2) @ I2=N1*SIN(N2) @

```

```

GOSUB 212 @ R4=1-R3 @ I4=I3
992 R1=M(2,2) @ I1=S(2,2) @ R2=N
3*COS(N4) @ I2=N3*SIN(N4) @
GOSUB 212 @ R1=1-R3 @ I1=I3
1002 R2=R4 @ I2=I4 @ GOSUB 212
1012 R1=R3-R5 @ I1=I3-I5 @ GOSUB
232 @ G1=10*LGT((1-N1*2)*(
1-N3*2)*S4*2/M1*2)
1022 DISP "PARA:" @ DISP "COEF
ICIENTE DE REFLE FONTE" @ DIS
P "MODULO=";"N1 @ DISP "ANGU
LO(GRAUS)=";"N2
1032 DISP "COEFICIENTE DE REFLE
CARGA" @ DISP "MODULO=";"N3
@ DISP "ANGULO(GRAUS)=";"N4
1042 DISP "GT(DB)=";"G1
1052 PRINT "PARA:" @ PRINT "COEF
ICIENTE DE REFLE FONTE" @ P
RINT "MODULO=";"N1 @ PRINT "
ANG(GRAUS)=";"N2
1062 PRINT "COEFICIENTE DE REFLE
CARGA" @ PRINT "MODULO=";"N
3 @ PRINT "ANGULO(GRAUS)=";"
N4
1072 PRINT "GT(DB)=";"G1 @ RETURN
1082 DISP "COEF DE REFLEXAO DE C
ARGA(MOD,ANG-GRAUS)=";"@ INP
UT N3,N4
1092 DISP "COEFICIENTE DE REFLEX
AO DA FONTE(MOD,ANG-GRAUS)=
" @ INPUT N1,N2 @ GOSUB 952
1102 GOTO 122
1112 DISP @ DISP "COEFICIENTE DE
REFLEXAO DE FONTE(MOD,ANG-
GRAUS)=";"@ INPUT N1,N2 @ GOS
UB 1162
1122 N3=M1 @ N4=-T3 @ GOSUB 952
@ DISP @ DISP "O GANHO TRANS
DUTIVO CALCULADO UTILIZOU"
1132 DISP "COEFICIENTE REFLE CAR
GA=CONJUGADO DO COEFICIENTE
DE REFLE DA SAIDA" @ DISP
1142 PRINT @ PRINT "O GANHO TRANS
DUTIVO CALCULADO UTILIZOU"
1152 PRINT "COEFICIENTE REFLE CA
RGA=CONJUGADO DO COEFICIENT
E DE REFLE DA SAIDA" @ PRIN
T @ GOTO 122
1162 DEG @ R1=N1*COS(N2) @ I1=N1
*SIN(N2) @ R2=M(1,1) @ I2=S
(1,1) @ GOSUB 212
1172 L1=1-R3 @ L2=-I3 @ R1=M(1,2
) @ I1=S(1,2)
1182 R2=M(2,1) @ I2=S(2,1) @ GOS
UB 212
1192 R1=R3 @ I1=I3 @ R2=N1*COS(N
2) @ I2=N1*SIN(N2) @ GOSUB
212 @ R1=R3 @ I1=I3
1202 R2=L1 @ I2=L2 @ GOSUB 252 @
R1=M(2,2)+R3
1212 I1=S(2,2)+I3 @ DEG @ T3=ATN
2(I1,R1) @ GOSUB 232 @ RETU
RN
1222 DISP @ DISP "COEFICIENTE DE
REFLE DA CARGA(MOD,ANG-GRA
US)=";"@ INPUT N1,N2
1232 R=N1 @ A=N2 @ DEG @ N1=N1*C
OS(N2) @ N2=R*SIN(N2) @ GOS
UB 442 @ N1=M1 @ N2=-T3 @ N
3=R @ N4=A @ GOSUB 952
1242 DISP @ DISP "O GANHO TRANSDU
TIVO CALCULADO UTILIZOU"
1252 DISP "COEFICIENTE REFLE FON
TE=CONJUGADO DO COEFICIENTE
DE REFLE DA ENTRADA" @ DISP
1262 PRINT @ PRINT "O GANHO TRANS
DUTIVO CALCULADO UTILIZOU"
1272 PRINT "COEFICIENTE REFLE FO
NTE=CONJUGADO DO COEFICIENT
E DE REFLE DA ENTRADA" @ PR
INT @ GOTO 122
1282 END

```



dâncias de carga e fonte necessárias ao ganho desejado. A figura 9 mostra os circuitos esquematicamente ligados ao quadripolo. O processo de cálculo dos circuitos de casamento é apresentado no Apêndice 1, que será publicado na próxima edição.

**Descrição do programa "S" em Basic** — O programa calcula todas as grandezas com parâmetros "S". A entrada de dados é dirigida pela tela do computador, com sequência determinada ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ). O fator de estabilidade é analisado e, se for maior que a unidade, as impedâncias ótimas de carga e fonte, bem como o ganho transdutivo máximo, são calculados. Se o fator de estabilidade é menor que a unidade, são calculadas as coordenadas dos círculos de estabilidade de entrada e saída.

Em seguida, o usuário deverá escolher um valor de ganho de potência, para o cálculo das coordenadas do círculo de ganho constante (dado pedido pelo computador através de mensa-

gem na tela). Após esse cálculo, o programa pede um valor de impedância de carga, calculando o valor de impedância ótima de fonte, a fim de obter o ganho desejado e fazendo simultaneamente o teste de estabilidade para a entrada.

O programa foi elaborado para o microcomputador HP 85 e utiliza 10 kB de memória. Sua utilização em outros computadores é quase imediata, necessitando apenas pequenas modificações nas instruções de saída e entrada. A manipulação de números complexos, como é o caso dos parâmetros em alta frequência, é obtida com ajuda de sub-rotinas para multiplicação, divisão etc. elaboradas dentro do programa "S".

A utilização do programa é auto-explicativa. Após a inicialização, ele pede os parâmetros "S" na sequência  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ , sob a forma polar (módulo e ângulo). Após registrar os parâmetros "S", o computador oferece 5 opções de manipulação:

1 — Calcula ganho transdutivo, sendo

dadas as impedâncias de carga e fonte.

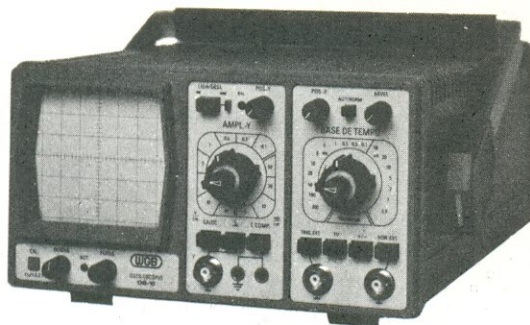
- 2 — Calcula impedância de saída e ganho transdutivo com casamento ótimo na saída, sendo dada a impedância de fonte.
- 3 — Calcula impedância na entrada, sendo dada a impedância de carga.
- 4 — Faz análise geral dos parâmetros, calculando o valor de K, círculos de ganho constante, cargas ótimas para máximo ganho etc.
- 5 — Termina o programa.

Após realizar qualquer uma das operações descritas acima (menos a quinta), o programa retorna ao início, mantendo os valores dos parâmetros "S" fornecidos, e permite ao usuário escolher outra opção de análise. A descrição das operações é sempre apresentada na tela do computador, para orientação do usuário.

No próximo número, concluiremos com dois exemplos práticos de cálculo e um apêndice sobre circuitos de casamento.

## OS-10

Osciloscópio para faixa de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.



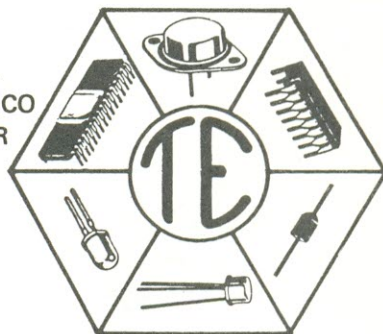
ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

## TRANSITRON

### Comércio de Componentes

- TTL/LS/S/H
- C.MOS
- GRAVADOR E APAGADOR DE EPROM
- LINHA Z80
- ICL 7107
- 2114
- LINHA Z80A
- ELETROLÍTICO
- TRANSISTOR
- POLIESTER
- TÂNTALO
- PLATE
- RESISTOR
- FUSÍVEL
- SOQUETE
- CONECTOR C. IMP.
- PROTO BOARD
- CRISTAL



Atendemos pelo Reembolso VARIG  
Linha completa — Consulte-nos

### TRANSITRON Eletrônica Ltda.

Rua dos Gusmões, 353 - 3º andar - cj. 31 - fones: 223-9133/  
223-5187 — Telex (011) 37982 — SP



*AGORA VOCÊ VAI CONHECER A OUTRA FACE DO CP 500.*



A Prologica está lançando um micro que vale por dois: o CP 500 com face dupla.

Operando com dois drives e apenas dois disketes, o CP 500 pode armazenar até 700 Kbytes.

O segredo é a face dupla. Ela permite ao CP 500 ler os dois lados do diskete e dobrar sua capacidade de memória.

O mais incrível é que ele custa 30% a menos do que qualquer configuração semelhante. E você ainda economiza dinheiro com a compra de disketes.

O CP 500 opera com até 16 dígitos, uma verdadeira mão na roda para quem quer soluções na área financeira.

Com ele você tem acesso ao Videotexto, ao Projeto Cirandão e a inúmeros bancos de dados existentes no País. Outra vantagem: você não precisa abrir mão dos softwares que você já possui.

Dê um pulo até o seu Revendedor Prologica e fique face a face com a dupla face do CP 500. Vale a pena.

*CP 500 - 023D FACE DUPLA.*



Filiada  
à ABICOMP



**PROLOGICA**  
microcomputadores

Av. Eng.º Luis Carlos Berrini, 1168 - SP